

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE  
École doctorale : Science pour l'ingénieur  
Spécialité : Micro et nanotechnologies acoustique et télécommunications

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE  
Faculté de génie  
Département de génie électrique et de génie informatique  
Spécialité : génie électrique

Thèse de doctorat  
Flavien Cozette

# Mesure de la température de transistors de type HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> en régime de fonctionnement hyperfréquence

Soutenue le 19 octobre 2018 devant la commission d'examen

Jury : Jean Claude De Jaeger (directeur)  
Hassan Maher (co-directeur)  
Marie Leseq (encadrante)  
François Julien (rapporteur)  
Nathalie Deltimple (rapporteur)  
Arnaud Stoltz (examineur)  
Sylvain Delage (examineur)  
François Boone (examineur)  
Christian Moreau (invité)



# Remerciement

Cette thèse en cotutelle a été réalisée au sein du groupe puissance de l'institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN), Villeneuve d'ASCQ, France et au sein du groupe GaN du Laboratoire de Nanofabrication et de Nanocaractérisation (LNN), Sherbrooke, Québec, Canada. La thèse a été dirigée par les professeurs Jean-Claude De Jaeger de l'IEMN et Hassan Maher du LNN et encadrée par Marie Lesecq de l'IEMN.

Mes sincères remerciements vont aux Professeur François Julien du C2N et à Nathalie Deptimble de l'IMS pour avoir accepté d'évaluer ce travail en tant que rapporteur. Je remercie également Arnaud Stoltz du GREMI, Sylvain Delage du III-V lab, François Boone de l'université de Sherbrooke et Christian Moreau de la DGA pour avoir accepté de prendre part à ce jury en tant qu'examineur.

Je suis reconnaissant au Professeur Jean-Claude De Jaeger pour avoir assuré mon encadrement. Je tiens particulièrement à le remercier pour sa grande disponibilité et pour les échanges quasi-quotidiens que nous avons eus tout au long de ces trois années de thèse. J'exprime ma vive gratitude au professeur Hassan Maher pour son expertise et pour ses conseils. J'adresse mes sincères remerciements à Marie Lesecq pour son investissement considérable, pour son aide précieuse, et pour ses conseils avisés tout au long de la thèse. Ses conseils m'ont permis de faire les bons choix et de mener à termes mes travaux de recherche.

Je tenais énormément à remercier Osvaldo Arenas pour le partage de son expertise sur la thermique et pour les précieux échanges que nous avons eus tout au long des travaux de thèse. Je remercie également énormément Nicolas Defrance et Michel Rousseau pour toute l'aide qu'ils m'ont apportée.

Je tenais à remercier les personnes dont le parcours a croisé le mien et qui m'ont aidé à mener à bien ce travail. Mes collègues de bureau et amis : Philippe Altuntas, Christophe Rodriguez, Adrien Cutivet, Hadrien Thevenot, Reda Irekti, Mohamed Boucherta ; l'ensemble de l'équipe de centrale technologique à l'IEMN ; l'ensemble de l'équipe de central de caractérisation à l'IEMN, notamment Étienne Okada et Vanessa Avramovic.

Finalement, j'aimerais remercier les personnes qui ont partagé mon quotidien pendant ces trois années de thèse au Québec et/ou en France Marjorie, Mathilde, Alexis, Adi, Coralie, Julien, Celia, Pierre. Merci enfin à ma chère Sandrine d'avoir été à mes côtés et de m'avoir toujours soutenu.

# Table des matières

<i>Liste des Figures.....</i>	<i>v</i>
<i>Liste des tableaux .....</i>	<i>ix</i>
<i>Introduction générale.....</i>	<i>1</i>
<b>Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN.....</b>	<b>5</b>
<b>1 Influence de la température sur les propriétés physiques des semi-conducteurs.....</b>	<b>6</b>
1.1 Evolution de l'énergie de gap en fonction de la température.....	6
1.2 Evolution de la mobilité et de la vitesse des porteurs en fonction de la température .....	7
1.4 Evolution de la conductivité thermique en fonction de la température.....	8
<b>2 Dégradation des performances des transistors avec la température.....</b>	<b>10</b>
2.1 Lien entre température et puissance dissipée.....	10
2.2 Influence de la température sur les pièges .....	12
2.2.1 Présentation du phénomène de piégeage.....	12
2.2.2 Lien entre le mécanisme de piégeage et la température .....	13
2.3 Influence de la température sur la caractéristique statique du transistor.....	13
2.4 Influence de la température sur les performances hyperfréquences .....	15
2.5 Fiabilité et température .....	17
2.6 Amélioration de la dissipation thermique des composants .....	18
2.6.1 Dissipation thermique dans les HEMTs.....	18
2.6.2 Les substrats reportés .....	19
2.6.3 La passivation .....	20
<b>3 Simulation et mesure de la température de fonctionnement des HEMTs .....</b>	<b>21</b>
3.1 Simulations .....	21
3.1.1 Equation de la chaleur.....	21
3.1.2 Simulations purement thermiques.....	22
3.1.3 Simulations physico-thermique.....	23
3.2 Mesures Optiques .....	24
3.2.1 Spectrométrie Raman.....	24
3.2.2 Thermographie infrarouge .....	25
3.2.3 Thermoreflectance .....	27
3.3 Méthodes électriques .....	27
3.3.1 Méthodes pulsées .....	28
3.3.1.1 Méthode des coïncidences.....	28
3.3.1.2 Méthode du Ron pulsé .....	29
3.3.2 Méthodes DC .....	30
3.3.2.1 La méthode GRTD.....	30
3.3.2.2 Variation du courant de drain.....	32
3.3.3 Méthodes AC .....	33
3.3.3.1 Low-RF Output Conductance Measurement.....	33
3.3.3.2 Méthode $3\omega$ .....	33
3.3.4 Méthodes par contact .....	34
3.3.4.1 Méthode SThM .....	34
3.3.4.2 Méthode des cristaux liquides .....	35
3.3.4.2 Capteur de température résistif intégré .....	35
<b>4 Objectifs des travaux de recherche .....</b>	<b>37</b>
4.1 Mesure de la température en temps réel dans les transistors HEMTs AlGaIn/GaN en fonctionnement	37
4.2 Applications.....	38
4.3 Solution proposée : intégration d'un capteur de température .....	38

<b>Conclusion du chapitre 1 .....</b>	<b>40</b>
<b>Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et des capteurs de température intégrés.....</b>	<b>41</b>
<b>1 Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>.....</b>	<b>43</b>
1.1 Les marques d'alignement .....	43
1.2 Les contacts ohmiques .....	43
1.2.1 Fabrication des contacts ohmiques .....	43
1.2.2 Caractérisation des contacts ohmiques.....	45
1.3 Isolation des composants .....	46
1.4 Le contact de grille .....	48
1.5 La passivation .....	50
1.5.1 Le rôle de la passivation .....	50
1.5.2 Le prétraitement de surface.....	53
1.5.3 Dépôt de la passivation .....	53
1.6 Plots d'épaissement .....	55
<b>2. Procédé de fabrication des capteurs de température.....</b>	<b>56</b>
2.1 Localisation du point chaud des HEMTs.....	56
2.2 Contraintes liées à l'intégration du capteur .....	57
2.2.1 Minimisation de l'influence du capteur sur le fonctionnement des transistors .....	57
2.2.2 Design des capteurs .....	57
2.2.3 Diminution de la largeur du capteur .....	62
2.3 Procédé de fabrication des capteurs.....	62
2.3.1 Vue d'ensemble du procédé d'intégration des capteurs de température dans les transistors HEMTs AlGa <sub>N</sub> /Ga <sub>N</sub> . ....	63
2.3.2 Optimisation de l'étape de lithographie électronique pour la définition des rubans métalliques ...	64
2.3.3 Optimisation de l'étape de métallisation des rubans .....	64
2.3.4 Etape de fabrication des plots d'accès des capteurs .....	66
2.3.5 Conclusion .....	66
2.4 Etude de l'influence des paramètres technologiques sur le fonctionnement des capteurs .....	67
2.4.1 Influence de la métallisation (Pt, Ni ou Au) du capteur → Choix du Ni .....	67
2.4.2 Tenue en température des capteurs en nickel.....	70
2.4.3 Influence du recuit de stabilisation des capteurs.....	71
2.4.4 Conclusion .....	74
2.5 Tests préliminaires de fonctionnement des capteurs.....	75
2.5.1 Etude de l'auto-échauffement des capteurs.....	75
2.5.2 Isolation électrique entre le capteur et le transistor.....	78
<b>Conclusion du chapitre 2 .....</b>	<b>81</b>
<b>Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants.....</b>	<b>82</b>
<b>1 Influence des capteurs sur les performances des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>.....</b>	<b>83</b>
1.1 Influence du capteur non polarisé .....	83
1.1.2 Influence du capteur sur les performances fréquentielles .....	84
1.1.2.1 Gain en courant et gain unilatéral de Mason .....	84
1.1.2.2 La calibration et la procédure d'épluchage (de-embedding).....	85
1.1.2.3 Caractérisation petit signal du transistor avec et sans capteur.....	86
1.2 Influence du capteur polarisé .....	87
1.2.1 Présentation du banc de mesure .....	88
1.2.2 Caractérisation du composant .....	89
1.2.2.1 Caractérisation statique du composant .....	89
1.2.2.2 Caractérisation petit signal du composant.....	90
<b>2 Caractérisations thermiques de transistors sans grille.....</b>	<b>92</b>
2.1 Mesure de la température.....	92

2.2 Comparaison de la mesure avec la simulation .....	95
2.3 Première étude .....	96
2.4 Deuxième étude .....	99
<b>3 Caractérisations thermiques de transistors .....</b>	<b>103</b>
3.1 Mesure de la température en fonctionnement DC .....	103
3.1.1 Caractérisations thermiques au moyen du capteur intégré .....	103
3.1.2 Caractérisations infrarouges.....	107
3.2 Mesure de la température en puissance hyperfréquence.....	109
3.2.1 Principe de la mesure en puissance hyperfréquence .....	109
3.2.2 Caractérisations statiques.....	110
3.2.3 Caractérisation petit signal.....	111
3.2.4 Mesure en puissance hyperfréquence en bande C.....	112
<b><i>Conclusion du chapitre 3 .....</i></b>	<b><i>116</i></b>
<b><i>Conclusion générale et perspectives .....</i></b>	<b><i>117</i></b>
<b><i>Bibliographie .....</i></b>	<b><i>120</i></b>
<b><i>Liste de Publications .....</i></b>	<b><i>128</i></b>
<b><i>Résumé.....</i></b>	<b><i>129</i></b>

# Liste des Figures

Figure 1 Comparaison des densités de puissance hyperfréquence en régime de saturation en fonction de la fréquence de travail obtenues sur SiC et sur Si hautement résistif [4], [5], [6], [7], [8], [2], [9], [10], [3], [11].	2
Figure 2 : Evolution de l'énergie de gap du GaN et de l'AlN en fonction de la température....	6
Figure 3 Vitesse des électrons du GaN massif en fonction du champ électrique pour plusieurs valeurs de température comprises entre 300 K et 700 K [16]	8
Figure 4 Variation de la conductivité thermique du GaN et d'autres semi-conducteurs en fonction de la température	9
Figure 5 Représentation des différentes puissances présentes lors de la mesure en puissance hyperfréquence	11
Figure 6 Localisation des pièges au sein d'une hétérostructure AlGaIn/GaN	13
Figure 7 Exemple de caractéristique statique théorique d'un transistor avec et sans auto-échauffement [27]	15
Figure 8 Polarisation en classe A d'un transistor HEMT	16
Figure 9 Evolution du courant de drain en fonction de la durée de vieillissement pour trois températures de tests différentes	17
Figure 10 (a) Mécanisme de propagation de la chaleur, (b) Contribution des trois mécanismes de propagation de la chaleur sur le transfert de la chaleur	18
Figure 11 Structure après report de type SOI	19
Figure 12 Dissipation thermique dans le cas du report de type SOD	19
Figure 13 Influence de l'épaisseur de la couche de passivation d'AlN sur l'auto-échauffement d'un AlGaIn/GaN HFETs [33]	20
Figure 14 Représentation schématique de l'hétérostructure d'un HEMT AlGaIn/GaN [38]	23
Figure 15 Comparaison de la température mesurée par spectrométrie Raman et de la température obtenue par une simulation purement thermique [38]	23
Figure 16 Exemple de spectre de diffusion du GaN sur SiC avec un laser à 514nm [42]	25
Figure 17 Image infrarouge d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN (puissance dissipée de 1W) [44]	26
Figure 18 Evolution de la IDS(VDS) pulsée ( $V_{DSq} = V_{GSq} = 0V$ ) d'un transistor de développement $2 \times 200 \times 0.25 \mu m^2$ en fonction de la température [47]	28
Figure 19 Profil de température simulé le long de l'espace source-drain et température mesurée par spectrométrie Raman et par GRTD [53]	30
Figure 20 (a) Banc de mesure à la fréquence $\omega$ , (b) banc de mesure à la fréquence $3\omega$	34
Figure 21 Capteur de température en palladium intégré dans un cantilever AFM	35
Figure 22 Capteur de température résistif intégré dans un transistor [62]	36
Figure 23 Image MEB d'une marque d'alignement électronique.	43
Figure 24 Motifs TLM et mesure de la résistance des contacts par la méthode des 4 pointes.	46
Figure 25 Courant circulant entre les contacts ohmique avant (a) et après (b) implantation...	46
Figure 26 Représentation du bicouche de résine pendant implantation ionique	48
Figure 27- Description du procédé de fabrication de la grille en Té, écriture du chapeau de grille (a), développement du chapeau (b), écriture du pied de grille (c), développement du pied (d).	49

Figure 28 Représentation de la métallisation du contact grille (a) et du contact de grille après lift off (b).....	50
Figure 29 Zoom sur un contact de grille métallisé.....	50
Figure 30 Représentation schématique d'une vue en coupe d'un capteur intégré dans un transistor HEMT AlGaIn/GaN .....	51
Figure 31 Représentation schématique d'un capteur intégré dans la zone active d'un transistor HEMT (vue d'avion).....	52
Figure 32 Modèle thermique unidirectionnel d'un HEMT AlGaIn/GaN [76] .....	53
Figure 33-Hétérostructure de l'échantillon CCOO16 .....	54
Figure 34 Caractéristique I(V) des contacts ohmiques séparés par une distance $d_i$ avant et après passivation .....	54
Figure 35 Image optique de la vue d'ensemble de transistors HEMT (a), zoom sur la zone active du composant (b). .....	55
Figure 36 Température et énergie des électrons obtenues à partir d'un modèle physico-thermique développé sous COMSOL [80].....	56
Figure 37 Profil de température de contacts ohmiques sur une hétérostructure AlGaIn/GaN polarisée à 10 V sur (a) SiC, (b) Si, (c) Saphir [82]. .....	57
Figure 38 Capteur de température résistif de base .....	58
Figure 39 Layout d'un capteur de base intégré dans un transistor présentant des lignes d'accès coplanaires.....	58
Figure 40 Image infrarouge d'un HEMT $2 \times 150 \times 0.1 \mu\text{m}^2$ ( $V_{GS}=0\text{V}$ , $V_{DS} 8\text{V}$ ) [72].....	58
Figure 41 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes et principe de la mesure de la résistance du capteur.....	61
Figure 42 Image MEB d'une rupture de métallisation constatée lors du passage du ruban métallique au-dessus du dénivelé créé par le relief de grille.....	65
Figure 43 Image MEB montrant la continuité de la métallisation des rubans métalliques lors du passage au-dessus du dénivelé créé par le relief de grille .....	65
Figure 44 Image MEB d'un plot d'accès permettant la caractérisation des capteurs .....	66
Figure 45 (a) Capteur de température intégré dans un transistor de type HEMT AlGaIn/GaN, (b) zoom sur la zone active du composant .....	67
Figure 46 Courbes d'étalonnage des capteurs de $50 \mu\text{m}$ de longueur.....	69
Figure 47 (a) Vue des rubans métalliques des capteurs et de la protection localisée de platine (a), vue en coupe des deux rubans métalliques (b), zoom sur un ruban métallique d'un capteur (c), zoom sur un ruban métallique du deuxième capteur (d).....	70
Figure 48 (a) Premier étalonnage jusqu'à $110^\circ\text{C}$ , (b) Deuxième étalonnage jusqu'à $110^\circ\text{C}$ , (c) troisième étalonnage jusqu'à $110^\circ\text{C}$ .....	71
Figure 49 (a) Etalonnage du capteur de $30^\circ\text{C}$ à $300^\circ\text{C}$ , (b) étalonnage du capteur entre $300^\circ\text{C}$ à $30^\circ\text{C}$ , (c) modélisation de la réponse en température par un polynôme de degré 2. ....	72
Figure 50 Sensibilité du capteur en fonction de la température .....	73
Figure 51 Caractéristique $I_{DS}(V_{DS})$ d'un transistor de développement $0.2 \times 2 \times 25 \mu\text{m}$ avant et après recuit des capteurs ( $V_{GS}$ de $-5$ à $1\text{V}$ , $V_{DS}$ de $0$ à $10\text{V}$ ). ....	74
Figure 52 Evolution de la résistance d'un capteur en nickel de $25 \mu\text{m}$ de longueur (a), et de $50 \mu\text{m}$ de longueur (b).....	76
Figure 53 Auto-échauffement en fonction du courant d'un capteur de $25 \mu\text{m}$ (a), et de $50 \mu\text{m}$ (b). Insertion : Zoom sur l'auto-échauffement du capteur de $50 \mu\text{m}$ de $0.01\text{mA}$ à $0.2\text{mA}$ ....	77



Figure 54 Principe du test de l'isolation électrique entre la source et le capteur (a), entre la grille et le capteur (b) et entre la grille et le capteur (c).	79
Figure 55 Isolation électrique entre un capteur et un transistor	79
Figure 56 Structure épitaxiale de l'échantillon CC0090	83
Figure 57 (a) Caractéristique $I_D(V_{DS})$ d'un transistor de développement $2 \times 50 \times 0.2 \mu m^2$ avec et sans capteur ( $V_{GS}$ de -5 à 0V par pas de 1V), (b) Caractéristique $g_m(V_{GS})$ du transistor avec et sans capteur ( $V_{DS}=8V$ ).	84
Figure 58 (a) Structure « open » avec capteur, (b) Structure « open » sans capteur, (c) Structure « short » avec capteur, (d) structure short sans capteur	86
Figure 59 Comparaison du module du gain en courant $ h_{21} $ et du module du gain unilatéral de Mason $ U $ du transistor de développement $2 \times 50 \times 0.2 \mu m^2$ avec et sans capteur ( $V_{GS} = -2V$ , $V_{DS} = 8V$ ).	87
Figure 60 Aiguilles DC ajoutées sur une station de mesures hyperfréquences	88
Figure 61 (a) Capteur à 2 accès topologie 1, (b) Capteur à 2 accès topologie 2	88
Figure 62 Représentation schématique du banc de mesure	89
Figure 63-Hétérostructure de l'échantillon CCO016	89
Figure 64 Comparaison des caractéristiques $I_D(V_{DS})$ d'un transistor de développement $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$ capteur polarisé et non polarisé.	90
Figure 65 Comparaison du module du gain en courant $ h_{21} $ et du gain unilatéral de Mason $ U $ du transistor de développement $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$ capteur polarisé et non polarisé ( $V_{GS} = -3V$ , $V_{DS} = 4V$ ).	90
Figure 66 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes intégré au milieu des contacts ohmiques	92
Figure 67 (a) Caractéristiques $T(V_{DS})$ et $I_D(V_{DS})$ du contact, (b) Représentation de la température en fonction de la puissance dissipée par le composant	93
Figure 68 Courbe de calibration du capteur	93
Figure 69 Température mesurée en fonction de la puissance dissipée des composants 1 et 2.	94
Figure 70 Température du composant en fonction de la puissance dissipée mesurée et simulée	95
Figure 71 Capteur à deux accès mesuré	96
Figure 72 Caractéristique $I_D(V_{DS})$ du composant 2 et évolution de la résistance d'un capteur à deux accès	97
Figure 73 Auto-échauffement du composant 2 mesuré au moyen du capteur basé sur la méthode des 4 pointes et mesuré par le capteur à 2 accès.	98
Figure 74 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes	100
Figure 75 Mesure des différentes résistances $R_{mi}(T)$	101
Figure 76 Courbe de calibration mesurée de manière directe et indirecte	102
Figure 77 Mesure de la température du composant 2 de manière directe et de manière indirecte et en utilisant un demi-capteur	103
Figure 78 (a) Caractéristique $I_D(V_{DS})$ d'un transistor de développement $2 \times 50 \times 0.2 \mu m^2$ et évolution de la résistance du capteur à deux accès ; (b) Puissance dissipée et évolution de la résistance du capteur à deux accès en fonction de la tension drain-source.	104
Figure 79 Evolution de la résistance du capteur à deux accès en fonction de la puissance dissipée.	105
Figure 80 Hétérostructure de l'échantillon T2533	105
Figure 81 Mesure du capteur de température et du transistor au moyen d'aiguilles DC	106

Figure 82 (a) Caractéristiques $I_D(V_{DS})$ et $T(V_{DS})$ d'un transistor $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$ ( $V_{GS}$ de -3V à 0V par pas de 1V), (b) Température de fonctionnement du composant en fonction de la puissance dissipée .....	106
Figure 83 Courbe de calibration du capteur .....	107
Figure 84 Banc de mesure infrarouge .....	108
Figure 85 Image infrarouge d'un HEMT de développement $2 \times 25 \times 0.2 \mu m$ obtenu au point de polarisation ( $V_{GS}=0$ V, $V_{DS}=10$ V) (a), Comparaison de l'auto-échauffement mesurée au moyen du capteur intégré et de la caméra infrarouge .....	108
Figure 86 Représentation schématique du banc de mesure en en configuration onde continu (CW) et en configuration pulsé (en pointillé) [92].....	110
Figure 87 (a) Caractéristique $I_D(V_{DS})$ ( $V_{GS}$ de -5 V à 0 V par pas de 0.5 V) et (b) caractéristique $g_m(V_{gs})$ et $I_D(V_{DS})$ d'un transistor de développement $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$ ( $V_{DS} = 8V$ ).....	110
Figure 88 Module du gain en courant $ h_{21} $ et module du gain unilatéral de Mason $ U $ du transistor de développement $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$ ( $V_{GS} = -2.5V$ , $V_{DS} = 8V$ ).....	111
Figure 89 Mesure des lignes de transmission sur l'échantillon T2533 .....	111
Figure 90 Caractéristiques de puissance hyperfréquence à 6 GHz au point de polarisation ( $V_{GS} = -(V_{GS} = -2.5V$ , $V_{DS} = 8V)$ ).....	112
Figure 91 Evolution de la résistance du capteur à deux accès et de la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée .....	113
Figure 92 Evolution de la résistance du capteur et de la PAE en fonction de la puissance injectée en entrée du composant.....	114
Figure 93 Evolution de la puissance dissipée et de la résistance du capteur à deux accès lors de la mesure en puissance hyperfréquence.....	114

# Liste des tableaux

Tableau 1 Paramètres du modèle de Varshni du GaN et de l'AlN.....	6
Tableau 2 Conductivité thermique et coefficient $\alpha$ de matériaux III-N et d'autres semi-conducteurs [19], [20] .....	9
Tableau 3 Energies et doses utilisées pour l'implantation des ions azotes .....	47
Tableau 4 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0016 .....	54
Tableau 5 Description du procédé de fabrication des rubans métalliques et des plots d'accès des capteurs .....	63
Tableau 6 Résistivité et TCR du Platine du Nickel et de l'Or [85].....	68
Tableau 7 $R_{\text{capt}}$ à 30°C, sensibilité, et coefficient de régression linéaire des trois métallisations .....	69
Tableau 8 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0090 .....	83
Tableau 9 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0016 .....	89
Tableau 10 Fréquence de coupure en courant et en puissance, capteur non polarisé et polarisé .....	91
Tableau 11 Résistance thermique du composant .....	94
Tableau 12 Résistances thermiques expérimentales et simulées.....	95
Tableau 13 Résistances $R_{\text{mi}}$ mesurées pour plusieurs températures.....	102
Tableau 14 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon T2533 .....	105

# Introduction générale

La disponibilité de composants de puissance pour les applications hyperfréquences représente un formidable défi qui doit conduire à des évolutions majeures des systèmes pour des applications radar, spatiales ou de télécommunications. Depuis plusieurs années, les composants de type HEMT (High Electron Mobility Transistor) sur Nitrure de Gallium (GaN) ont démontré leurs potentialités pour répondre à cet enjeu. A titre d'exemple, à ce jour les meilleures performances des transistors HEMTs AlGaN/GaN en termes de fréquence de coupure en courant ( $f_t=454$  GHz) et en puissance ( $f_{max}=444$  GHz) ont été obtenues pour des grilles de 20 nm de longueur [1]. La montée en fréquence des composants, liée à leur miniaturisation, s'accompagne inévitablement d'une augmentation de la puissance dissipée engendrant un auto-échauffement important. La miniaturisation des composants permet également d'augmenter la densité d'intégration afin d'obtenir des systèmes de plus en plus performants et de plus en plus compacts. Selon le rapport IRDS (International Roadmap for Device and System) de 2017, l'électronique 3D constitue la nouvelle voie pour augmenter la densité d'intégration des transistors permettant ainsi de dépasser les valeurs prédites par la loi de Moore. Dans ce contexte, la gestion thermique des composants est d'autant plus importante.

Plusieurs voies sont à l'étude pour améliorer la dissipation thermique des transistors de la filière GaN.

(i) Le substrat utilisé pour la croissance de l'hétérostructure AlGaN/GaN doit présenter une bonne résistivité électrique et une bonne conductivité thermique pour favoriser la dissipation de la chaleur des composants en fonctionnement. La fabrication des transistors sur un substrat présentant une conductivité thermique élevée comme le Carbure de Silicium (SiC) (340 W/m.K à température ambiante) permet d'améliorer la dissipation thermique des composants et donc obtenir de meilleures performances comme en témoigne les performances à l'état de l'art mondial en termes de densité de puissance hyperfréquence obtenues à 4 GHz et à 40 GHz respectivement par Y. F. Wu *et al.* [2] et par T. Palacios *et al.* [3]. Y. F. Wu *et al.* ont en effet obtenu à 4 GHz une densité de puissance remarquable de 41.4 W/mm pour une tension  $V_{DS}$  de 135 V avec un rendement en puissance ajouté de 60 %. A 40 GHz, T. Palacios *et al.* ont obtenu une densité de puissance de 10.5W/mm avec un rendement en puissance ajouté de 34% pour une tension drain-source de 30 V [3]. Le silicium hautement résistif est également

un substrat très utilisé dans l'industrie pour la fabrication de composants électroniques en raison de son faible coût par rapport au SiC bien qu'il présente une conductivité thermique inférieure, de l'ordre de 150 W/mK à température ambiante. La comparaison des performances en puissance hyperfréquence à l'état de l'art mondial obtenues sur les substrats SiC et sur Si présentée sur la Figure 1 met en exergue l'importance de la gestion de la dissipation thermique des composants.

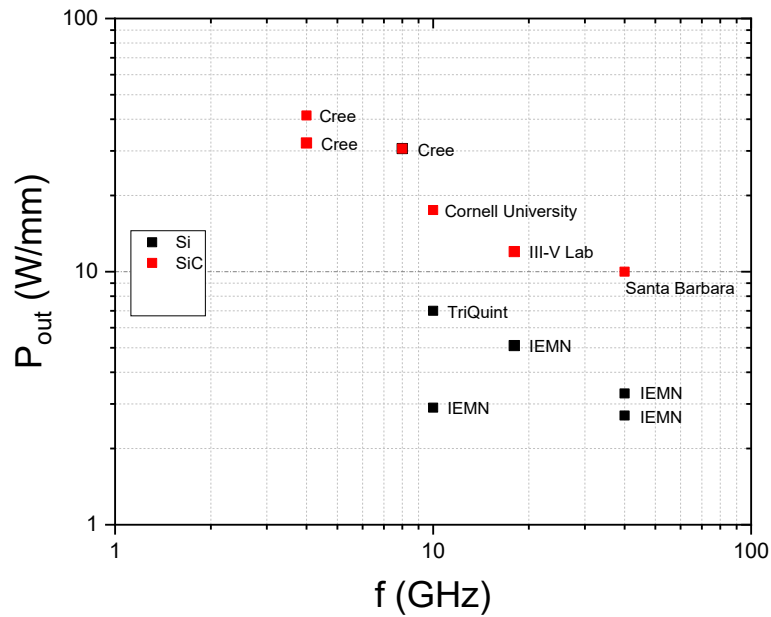


Figure 1 Comparaison des densités de puissance hyperfréquence en régime de saturation en fonction de la fréquence de travail obtenues sur SiC et sur Si hautement résistif [4], [5], [6], [7], [8], [2], [9], [10], [3], [11].

La Figure 1 permet d'observer que les densités de puissance hyperfréquence obtenues sur substrat SiC sont plus importantes que celles obtenues sur substrat silicium. Plus spécifiquement à 40 GHz sur substrat silicium, sur une hétérostructure obtenue par croissance MBE (Molecular Beam Epitaxy), une densité de puissance record de 3.3W/mm a été obtenue par A.Soltani *et al.* [4] avec un gain en puissance linéaire de 10.6 dB, un rendement en puissance ajouté de 20.1 % pour une tension drain-source de 15V. Cependant, comme précédemment spécifié, à 40 GHz, une densité de puissance trois fois plus grande a été obtenue par T.Palacios *et al.* sur substrat SiC sur une hétérostructure obtenue par croissance MOCVD (MetalOrganic Chemical Vapor Deposition).

Le diamant présente une conductivité thermique très élevée (2000 W/mK à température ambiante) constituant ainsi un substrat de choix pour diminuer l'auto-échauffement des composants. Cependant le prix très élevé de ce type de substrat est un facteur limitant grandement son utilisation. L'incorporation d'une couche de diamant épaisse à la surface des composants (heat spreader) permet également de diminuer la température de fonctionnement de transistors HEMT de plus de 60°C comme le démontre les simulations thermiques réalisées par A. Wang *et al.* [12]. Cependant, l'incorporation d'une couche épaisse de diamant à la surface des composants engendre des contraintes au sein de l'hétérostructure entraînant une dégradation de leurs performances. Toutefois, les remarquables performances en puissance hyperfréquence des HEMTs GaN ne sont pas uniquement dues à la conductivité thermique des substrats utilisés. En effet, le SiC présente également un paramètre de maille très proche du GaN. Ainsi le taux de dislocation des hétérostructures épitaxiées sur substrat SiC est plus faible que celui des hétérostructures épitaxiées sur silicium contribuant également à augmenter les performances hyperfréquences des composants.

(ii) Une nouvelle voix en plein essor pour améliorer le refroidissement des circuits électroniques consiste à intégrer des micro-canaux directement dans les circuits permettant la circulation d'eau et assurant le refroidissement des composants [13], [14]. Dans ce cas, le refroidissement est assuré par un mécanisme de convection forcée. Le mécanisme de conduction correspond à un transfert d'énergie par mouvement de molécules. La convection naturelle est le résultat d'une simple différence de température dans un milieu contrairement à la convection forcée qui est la résultante d'un mouvement extérieur imposé par une pompe ou un ventilateur.

Ainsi, il a été mis en évidence que la gestion de la dissipation thermique des composants est un enjeu majeur pour obtenir des systèmes électroniques fiables. Afin d'optimiser la gestion thermique des composants, il est important de savoir mesurer avec précision la température de fonctionnement des composants en temps réel. Cette mesure est par ailleurs très utile pour étudier la fiabilité des composants et donc prévoir leur défaillance. La connaissance en temps réel de cette température est un facteur permettant de contrôler et d'assurer une maintenance préventive et non curative des systèmes électroniques. La solution proposée dans le cadre de ce travail de thèse consiste à intégrer un capteur de température résistif directement au niveau de la zone active des transistors au plus près de leur point chaud afin d'extraire une température proche de la température maximale de fonctionnement. Les capteurs de température sont intégrés dans des composants de petites dimensions, présentant des

longueurs de grille sub-micrométriques, compatibles pour des applications de puissance hyperfréquence en longueur d'onde millimétrique. L'intégration de capteurs de température dans des composants destinés à des applications hyperfréquences est une contribution tout à fait originale et inédite à la communauté scientifique.

Ce manuscrit de thèse s'articule autour de trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à la description de l'influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors de type HEMT. Plusieurs méthodes très utilisées dans la littérature permettant d'extraire la température de fonctionnement de transistors de type HEMT seront ensuite présentées et analysées. Enfin, les avantages de notre méthode seront exposés.

Le deuxième chapitre a pour objectif de décrire le procédé de fabrication des transistors HEMT AlGaIn associés à des capteurs de température intégrés réalisés au cours de ces travaux de thèse. La majeure partie de ce chapitre est consacré au procédé de fabrication des capteurs qui ont fait l'objet d'un développement technologique important et innovant.

Le dernier chapitre du manuscrit décrit les caractérisations électriques, hyperfréquences et thermiques des dispositifs fabriqués. Dans un premier temps, l'influence des capteurs intégrés sur les performances statiques et fréquentielles des transistors est présentée. Dans un deuxième temps, les caractérisations thermiques des transistors en régime de fonctionnement statique puis en fonctionnement hyperfréquence sont exposées.

# **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaN/GaN**

Ce premier chapitre porte sur l'étude de l'influence de la température de fonctionnement sur les performances et sur la fiabilité de transistors de type HEMTs AlGaN/GaN, composants réalisés au cours de ces travaux de thèse. Dans un premier temps, l'influence de la température sur les propriétés physiques des semi-conducteurs III-N utilisés pour la fabrication des transistors sera présentée. Dans un second temps, nous décrirons l'influence de la température sur les performances statiques et dynamiques des composants ainsi que sur leur fiabilité et leur durée de vie. Un état de l'art sur les méthodes classiquement utilisées pour extraire la température des transistors HEMTs en fonctionnement sera exposé. La fin de ce chapitre est consacrée à la présentation de la méthode de mesure développée au cours de ces travaux de thèse basée sur l'utilisation d'un capteur de température. Les capteurs de type résistif sont conçus de manière à pouvoir être intégrés dans des transistors à faible longueur de grille pouvant délivrer une forte densité de puissance aux hautes fréquences.



## 1 Influence de la température sur les propriétés physiques des semi-conducteurs

L'augmentation de la température a pour conséquence d'augmenter les vibrations du réseau cristallin des semi-conducteurs modifiant ainsi leurs propriétés physiques intrinsèques.

### 1.1 Evolution de l'énergie de gap en fonction de la température

La dépendance de l'énergie de la bande interdite en fonction de la température s'exprime selon la loi de Varshni [15]:

$$E_g(T) = E_g(0) + \frac{\alpha T^2}{T + \beta} \quad (1)$$

Les paramètres  $\alpha$ ,  $\beta$  et  $E_g(0)$  sont des constantes relatives au du semi-conducteur. Les paramètres du GaN et de l'AlN, utilisés dans l'hétérostructure des transistors fabriqués au cours de ces travaux de recherche, sont donnés dans le Tableau 1. L'évolution de l'énergie de gap en fonction de la température des deux semi-conducteurs est représentée sur la Figure 2.

	$E_g(0)$ eV	$\alpha$ (meV.K <sup>-1</sup> )	$\beta$ (K)
GaN	3.47	0.94	791
AlN	6.38	2.63	2082

Tableau 1 Paramètres du modèle de Varshni du GaN et de l'AlN

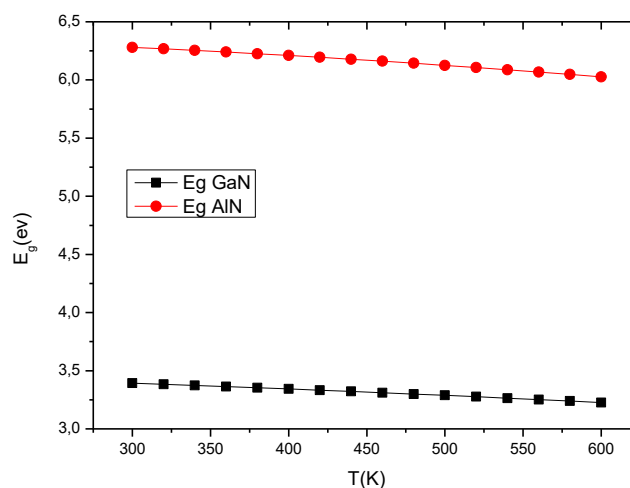


Figure 2 : Evolution de l'énergie de gap du GaN et de l'AlN en fonction de la température

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

On observe sur la Figure 2 une diminution relativement faible de l'énergie du gap en fonction de la température. Celle-ci a donc un effet mineur dans la bande de température investiguée correspondant typiquement aux températures de fonctionnement des transistors HEMTs.

### **1.2 Evolution de la mobilité et de la vitesse des porteurs en fonction de la température**

L'augmentation de la température induisant une augmentation des vibrations du réseau cristallin engendre une diminution de la mobilité des porteurs en raison de l'augmentation des collisions entre le réseau cristallin et les porteurs. En effet, d'après le modèle de Drude, la mobilité des porteurs est directement proportionnelle à leur temps de libre parcours moyen d'après la relation suivante :

$$\mu = \frac{q\tau}{m^*} \quad (2)$$

avec  $\tau$  le temps de relaxation,  $q$  la charge élémentaire de l'électron et  $m^*$  la masse effective des porteurs. La vitesse des porteurs est liée à leur mobilité. Elle est par conséquent dépendante de la température comme le montrent les simulations Monte Carlo présentées dans plusieurs articles de la littérature [16], [17], [18]. Les simulations Monte Carlo réalisées par B. Benbakhtil *et al.* [16] ont permis de déterminer une expression analytique de la vitesse de dérive des porteurs en fonction de la température s'exprimant comme suit :

$$V(E, T) = \frac{\frac{\mu_n(T)}{1+E/E_3(T)} E + \frac{v_0+v_{sat}(T)[E/E_2(T)]^4}{1+[E/E_2(T)]^4} [E/E_C(T)]^\alpha}{1 + [E/E_C(T)]^\alpha} \quad (3)$$

où  $\mu_n$ ,  $E$ ,  $E_C$ ,  $v_{sat}$ , correspondent respectivement à la mobilité des porteurs à bas champ, au champ électrique, au champ électrique critique et à la vitesse de saturation des porteurs. Les paramètres  $v_0$  et  $\alpha$  sont des paramètres dépendant de la température. L'évolution de la vitesse des porteurs en fonction du champ électrique, à faible et fort champ, pour plusieurs valeurs de température comprises entre 300 K et 700K est représentée sur la Figure 3.

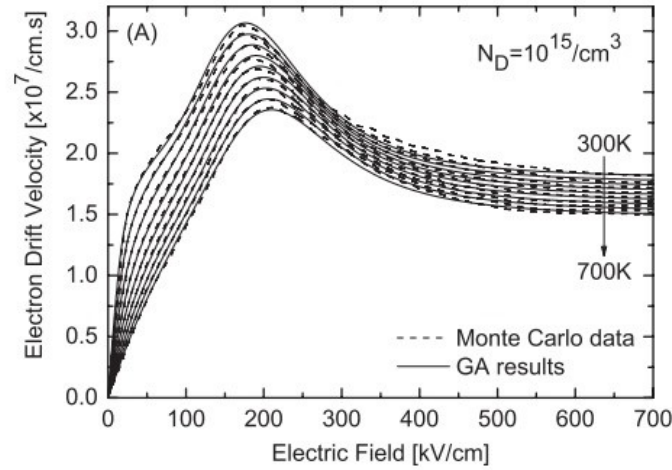


Figure 3 Vitesse des électrons du GaN massif en fonction du champ électrique pour plusieurs valeurs de température comprises entre 300 K et 700 K [16]

La Figure 3 met donc en exergue que la vitesse des porteurs du GaN massif diminue avec l'augmentation de la température. La diminution de la mobilité et de la vitesse des porteurs avec la température induit une diminution du courant de drain (présentée dans la partie 2.3 du chapitre) ce qui a pour conséquence de diminuer de manière notable les performances hyperfréquences des composants.

#### 1.4 Evolution de la conductivité thermique en fonction de la température

La conductivité thermique des semiconducteurs est également dépendante de la température. Elle est classiquement modélisée par une loi empirique de la forme :

$$k(T) = k(300) \left( \frac{300}{T} \right)^\alpha \quad (4)$$

avec  $\alpha$  une constante dépendante du matériau et  $k(300)$  la conductivité thermique du semi-conducteur à 300 K. Le Tableau 2 donne les valeurs de ces paramètres pour le GaN, l'AlN, le silicium (Si), le carbure de silicium (SiC) et le diamant. Le Si, le SiC et le diamant sont utilisés comme substrat. La Figure 4 représente l'évolution de la conductivité thermique des semiconducteurs en fonction de la température.

**Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors  
HEMTs AlGaIn/GaN**

	$k(300)Wm^{-1}K^{-1}$	$\alpha$
GaN	160	1.4
AlN	350	1.7
Si	150	1.3
SiC	340	1.5
Diamant	2000	1.15

Tableau 2 Conductivité thermique et coefficient  $\alpha$  de matériaux III-N et d'autres semi-conducteurs  
[19], [20]

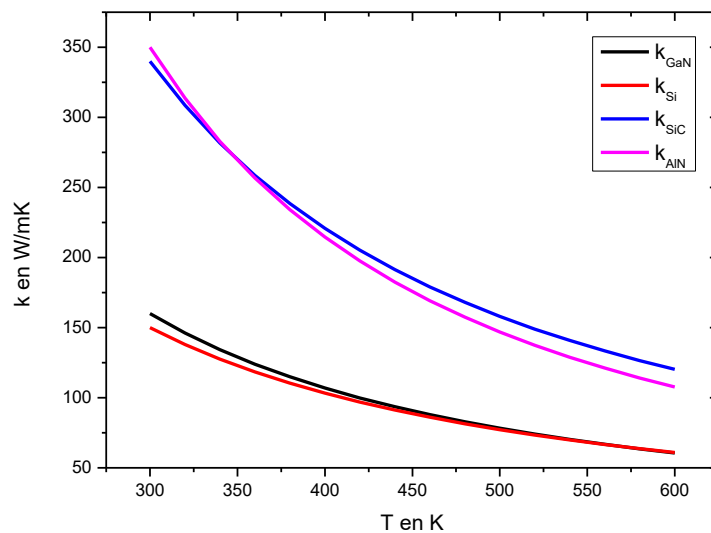


Figure 4 Variation de la conductivité thermique du GaN et d'autres semi-conducteurs en fonction de la température

La Figure 4 met en exergue que la conductivité thermique des semi-conducteurs diminue à mesure que la température augmente dégradant ainsi la dissipation thermique des composants. Ce phénomène s'explique par les interactions phonons-phonons associés à l'effet Umklapp. Ce phénomène doit notamment être pris en compte lors des simulations thermiques des transistors.

La variation des propriétés physiques des semiconducteurs a des conséquences sur le comportement électrique statique, sur les performances hyperfréquences ainsi que sur la fiabilité des transistors.

## **2 Dégradation des performances des transistors avec la température**

### **2.1 Lien entre température et puissance dissipée**

La température de fonctionnement des transistors est liée à leur puissance dissipée par la relation suivante :

$$T = R_{TH}(V_{GS}, V_{DS})P_{diss} + T_A \quad (5)$$

où  $R_{TH}$ ,  $P_{diss}$ , et  $T_A$  correspondent respectivement à la résistance thermique du composant, à la puissance dissipée et à la température ambiante. La résistance thermique est dépendante du point de polarisation des composants car la distribution du champ électrique est liée aux tensions  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$  et également à la température de fonctionnement des composants. Par conséquent, un changement du point de polarisation aura pour conséquence de modifier la distribution du champ électrique entre la source et la grille et également entre la grille et le drain [21]. B.K. Schwitter *et al.* ont en effet mesuré la température d'un transistor HEMT GaAs en utilisant la résistance de grille comme capteur de température (méthode détaillée dans la partie 3.3.2.1 du chapitre). Les mesures ont montré que pour une même valeur de puissance dissipée, la température de fonctionnement maximale dépend du point de polarisation. Compte tenu de la relation liant la température à la puissance dissipée, la variation de la température de fonctionnement provient donc nécessairement d'une modification de la résistance thermique du composant mesuré.

La puissance dissipée dépend des conditions de fonctionnement des transistors. En fonctionnement statique DC, la puissance dissipée par un composant s'exprime en toute rigueur par :

$$P_{diss} = V_{DS}I_D + V_{GS}I_G \quad (6)$$

où  $I_D$  et  $I_G$  désignent respectivement les courants de drain et de fuite de grille des composants. En considérant les courants de fuite de grille négligeables par rapport au courant de drain, l'expression de la puissance dissipée se simplifie et s'exprime classiquement par :

$$P_{diss} = V_{DS}I_D. \quad (7)$$

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

Lors de l'utilisation d'un transistor en tant qu'amplificateur de puissance, l'expression de la puissance dissipée est différente. Les puissances caractérisant le transistor sous test lors de la mesure en puissance hyperfréquence sont représentées sur la Figure 5.

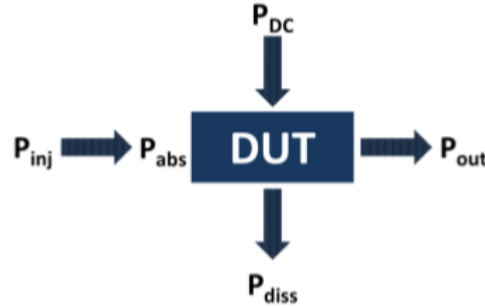


Figure 5 Représentation des différentes puissances présentes lors de la mesure en puissance hyperfréquence

La puissance injectée  $P_{inj}$  correspond à la puissance présente en entrée du composant. Elle est différente de la puissance hyperfréquence absorbée par le composant  $P_{abs}$  qui prend en compte la puissance réfléchie causée par la désadaptation de l'impédance d'entrée. Le lien entre la puissance absorbée et la puissance réfléchie dépend du paramètre  $S_{11}$  du transistor et s'exprime comme suit :

$$P_{abs} = P_{inj}(1 - |S_{11}|^2) \quad (8)$$

Le paramètre correspond au L'expression de la puissance dissipée lors de la mesure en puissance hyperfréquence prend en compte la puissance RF absorbée par le composant  $P_{abs}$ , la puissance RF fournie en sortie du transistor  $P_{out}$  ainsi que la puissance DC dissipée. Elle s'exprime donc comme suit :

$$P_{diss} = P_{dissDC} + P_{abs} - P_{out} \quad (9)$$

Cette expression montre que la puissance dissipée est due uniquement à la composante continue et à la composante du fondamental du signal d'entrée et de sortie. Cependant, en toute rigueur, les harmoniques sont à prendre en compte dans le calcul de la puissance dissipée.

Le rendement en puissance ajouté,  $P_{AE}$ , correspond au rapport entre la puissance réellement apportée au signal par le transistor (différence entre la puissance de sortie et la puissance

## ***Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN***

absorbée) et la puissance DC nécessaire à la polarisation du composant. Il s'exprime de la manière suivante :

$$P_{AE} = \frac{P_{out} - P_{abs}}{P_{DC}} \quad (10)$$

En introduisant le rendement en puissance ajouté dans l'expression de la puissance dissipée, la puissance dissipée peut alors être réécrite comme suit :

$$P_{diss} = P_{dissDC}(1 - P_{AE}) \quad (11)$$

Le lien entre la température de fonctionnement des composants et la puissance dissipée a été présenté. L'expression de la puissance dissipée dans les différents régimes de fonctionnement a également été démontrée. L'auto-échauffement est à l'origine de la dégradation des performances des composants.

## **2.2 Influence de la température sur les pièges**

### **2.2.1 Présentation du phénomène de piégeage**

Le phénomène de piégeage correspond à la capture ou à l'émission d'électrons par des défauts de la structure cristalline des semiconducteurs ce qui induit la présence de niveaux d'énergie dans la bande interdite. La capture des électrons a naturellement pour conséquence de diminuer la densité de porteurs et donc le courant de drain. Deux types de pièges existent : les donneurs et les accepteurs. Un piège de type donneur est chargé positivement s'il est inoccupé et neutre s'il est occupé (par un électron). Un piège de type accepteur est neutre s'il est inoccupé et chargé négativement s'il est occupé (par un électron).

Electriquement, les pièges peuvent être classés dans deux catégories. D'une part les pièges sensibles à la variation du potentiel de drain qui induisent des effets de « drain-lag ». D'autre part, les pièges sensibles à la variation du potentiel de grille causant des effets de « gate-lag » ou de deuxième grille virtuelle.

Physiquement, les pièges peuvent être situés en surface des composants, dans la couche barrière d'AlGaIn [22] ou dans la couche tampon (buffer) de GaN [23]. Des études mettent en évidence que les pièges de surface sont sensibles à la variation du potentiel de grille. Ils sont à l'origine du phénomène de « gate lag » ou de grille virtuelle [24]. La notion de grille virtuelle permet de matérialiser les charges piégées en surface entre la grille et le drain [22]. D'autres

études démontrent que les pièges présents dans la couche tampon sont sensibles à la variation du potentiel de drain correspondant au « drain lag » [25].

### 2.2.2 Lien entre le mécanisme de piégeage et la température

L'énergie d'activation, les constantes de temps associées à la capture ou à l'émission d'un électron et la surface de capture sont les paramètres caractérisant un piège. La constante de temps associée à la capture des électrons est généralement comprise entre quelques nanosecondes et quelques centaines de nanoseconde. Celle associée à l'émission des électrons est quand-à-elle généralement beaucoup plus grande avec des temps compris entre quelques microsecondes et plusieurs secondes. La Figure 6 représente de manière schématique l'emplacement des pièges potentiellement présents au sein d'une hétérostructure AlGaIn/GaN.

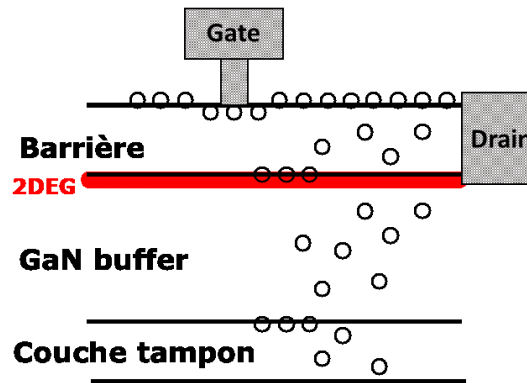


Figure 6 Localisation des pièges au sein d'une hétérostructure AlGaIn/GaN

Les constantes de temps de ces pièges sont liées à la température de fonctionnement des composants par la loi d'Arrhenius comme suit :

$$\frac{1}{\tau} = A\sigma T^2 e^{\frac{-E_a}{KT}} \quad (12)$$

avec  $E_a$  l'énergie d'activation des pièges,  $A$  une constante,  $K$  la constante de Boltzmann et  $\sigma$  la surface de capture exprimée en  $\text{cm}^2$ .

### 2.3 Influence de la température sur la caractéristique statique du transistor

L'augmentation de la température de fonctionnement des composants a pour conséquence de diminuer la mobilité des porteurs et donc d'augmenter la résistance carrée de l'hétérostructure donnée par :



**Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors  
HEMTs AlGaIn/GaN**

$$R_{\square} = \frac{1}{q \times \mu \times n_s} \quad (13)$$

L'augmentation de la résistance carrée entraîne l'augmentation des résistances d'accès de source et de drain comme le montre les expressions suivantes :

$$R_s = \frac{R_c}{W} + \frac{L_{gs}}{W} R_{\square} \quad (14)$$

$$R_d = \frac{R_c}{W} + \frac{L_{gd}}{W} R_{\square} \quad (15)$$

où  $W$ ,  $L_{GS}$ ,  $L_{GD}$  et  $R_c$  correspondent respectivement à la largeur du transistor, à la distance grille-source, à la distance grille-drain, et à la résistance de contact. De plus, l'augmentation des résistances d'accès entraîne l'augmentation de la résistance à l'état passant  $R_{ON}$  des transistors ce qui est préjudiciable pour leurs performances en puissance hyperfréquence ou encore lorsqu'ils sont utilisés dans des applications de conversion de puissance. Par exemple, lors de l'utilisation du transistor comme switch dans un circuit de conversion de puissance DC/DC, les pertes du transistor sont directement proportionnelles à la résistance  $R_{ON}$  [26]. Le courant de drain est également très sensible à la température de fonctionnement des composants. L'expression analytique du courant de drain est donnée par :

$$I_D = qn_s v(E)W \quad (16)$$

où  $q$ ,  $n_s$ ,  $v(E)$ , et  $W$  désignent respectivement la charge élémentaire de l'électron, la densité électronique bidimensionnelle du gaz d'électrons présent à l'interface AlGaIn/GaN, la vitesse des porteurs qui dépend du champ électrique et le développement du transistor. La Figure 7 représente un exemple de caractéristique statique d'un transistor avec et sans auto-échauffement [27].

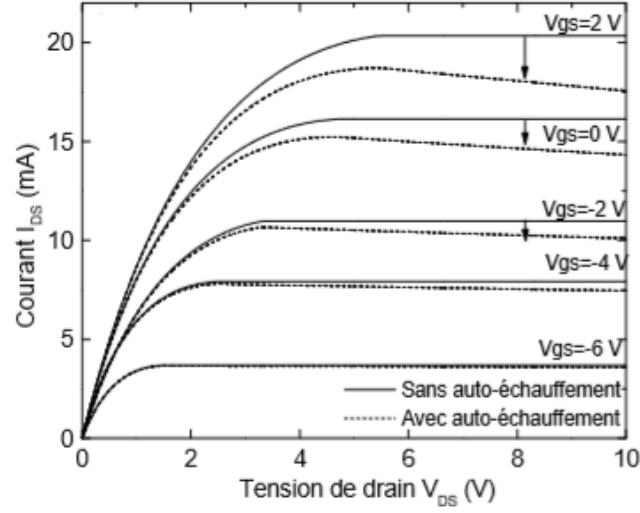


Figure 7 Exemple de caractéristique statique théorique d'un transistor avec et sans auto-échauffement [27]

Ainsi, la signature d'une température de fonctionnement élevée est nettement visible sur la caractéristique statique des composants. Elle se manifeste, pour une valeur de  $V_{GS}$  donnée, par une diminution du courant de drain lorsque la tension  $V_{DS}$  augmente. Cette dégradation du courant est causée par une diminution de la mobilité et de la vitesse des porteurs lorsque la température augmente. Ceci a pour conséquence directe de diminuer la puissance de sortie hyperfréquence délivrée à la sortie des transistors.

## 2.4 Influence de la température sur les performances hyperfréquences

Les fréquences de coupure en courant  $f_t$  [28] et en puissance  $f_{max}$  d'un transistor de type HEMT sont respectivement données par :

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})(1 + g_{ds}(R_S + R_D) + g_m C_{GD}(R_S + R_D))} \quad (17)$$

$$f_{max} = \frac{f_t}{2\sqrt{g_{DS}(R_S + R_{GS} + R_G) + 2\pi f_t C_{GD} R_G}} \quad (18)$$

où  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ,  $g_m$  et  $g_{ds}$  correspondent respectivement à la capacité grille-source, à la capacité grille-drain, à la transconductance et à la conductance de sortie du transistor. Ainsi, il est clairement visible que l'augmentation des résistances d'accès de drain et de source causée par l'augmentation de la température s'accompagne d'une diminution des performances fréquentielles des composants. De plus, la diminution du courant de drain résultant de l'auto-

## Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN

échauffement a pour conséquence de diminuer la transconductance des composants définie comme suit :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cste} \quad (19)$$

La diminution de la transconductance accentue encore davantage la diminution des fréquences de coupure en courant et en puissance.

La diminution des performances fréquentielles s'accompagne nécessairement d'une diminution des performances en puissances hyperfréquence ce qui est aisément démontrable en considérant un composant polarisé en classe A comme représenté sur la Figure 8.

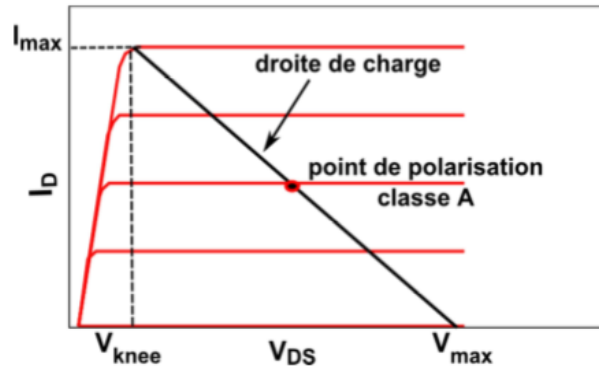


Figure 8 Polarisation en classe A d'un transistor HEMT

Théoriquement, la puissance hyperfréquence maximale que peut fournir un composant polarisé en classe A s'exprime comme suit :

$$P_{max} = \frac{\Delta V_{DS} \Delta I_{DS}}{8} \quad (20)$$

avec  $\Delta V_{DS}$  et  $\Delta I_{DS}$  les excursions maximales de la tension et du courant de drain. Ainsi, une diminution du courant de drain a pour conséquence de diminuer la puissance hyperfréquence fournie par les composants.

Ainsi, il a été démontré que l'auto-échauffement a pour conséquence de dégrader les propriétés physiques des semiconducteurs induisant une diminution des performances des composants. La température de fonctionnement a également un impact important sur la fiabilité et sur la durée de vie des composants.

## 2.5 Fiabilité et température

La dégradation des composants est d'autant plus rapide que leur température de fonctionnement est élevée. Un des paramètres permettant d'estimer la durée de vie des composants est le MTTF (Mean Time To Failure) [29]. Ce paramètre est souvent modélisé dans la littérature par une loi d'Arrhenius. Il dépend donc de la température de manière exponentielle:

$$MTTF \propto e^{\frac{-E_a}{kT}} \quad (21)$$

avec  $E_a$  l'énergie d'activation du mécanisme de dégradation activé thermiquement. Ainsi la température est un facteur accélérant le vieillissement couramment utilisé lors des tests de fiabilité. A titre d'exemple, la Figure 9 montre des tests de fiabilité HTO (High Temperature Operating Test) réalisés sur des composants AlGaIn/GaN sur substrat silicium [30]. Ces tests consistent à polariser le composant sous test en classe A et à déterminer l'évolution du courant  $I_{DS}$  pour différentes températures. Les résultats des tests HTO175, HTO275 et HTO320 (175°C, 275°C, 320°C) sont représentés sur la Figure 9 à différents instants pour une durée totale de 4000 heures.

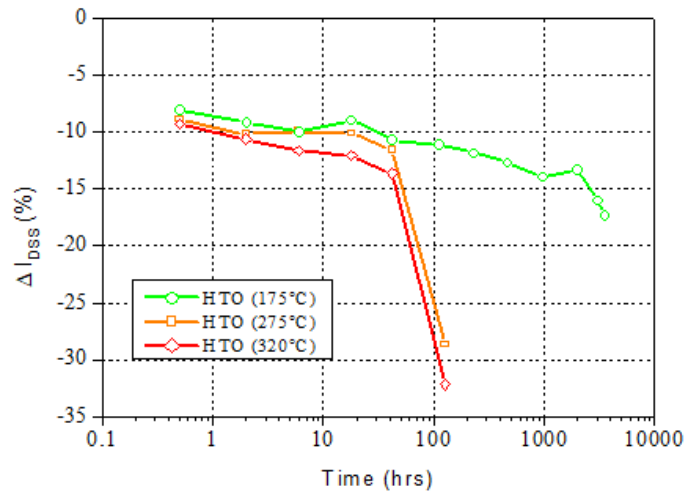


Figure 9 Evolution du courant de drain en fonction de la durée de vieillissement pour trois températures de tests différentes

On peut observer une chute brutale et irréversible du courant de drain après 40 h pour les tests HTO275 et HTO320. Il convient de préciser que dans le cas présent, la dégradation du courant de drain n'est pas modélisable par une loi d'Arrhenius. Une température de

fonctionnement maximale de 175°C semble adaptée pour ce type de composant. Ces résultats démontrent que les mécanismes de dégradations sont activés thermiquement. Ils confirment également l'importance de déterminer une température en fonctionnement maximale adaptée à une évolution acceptable des conditions de fonctionnement du transistor avec le temps. Plusieurs méthodes permettent d'améliorer la dissipation thermique des composants et ainsi d'augmenter leur durée de vie.

## **2.6 Amélioration de la dissipation thermique des composants**

### **2.6.1 Dissipation thermique dans les HEMTs**

La dissipation thermique s'effectue selon trois mécanismes : la conduction, la convection et la radiation (Figure 10). Il est important de mentionner que dans le cas des composants électroniques et plus particulièrement dans le cas des transistors de type HEMT, le transfert de chaleur s'effectue principalement par conduction. La Figure 10 montre la contribution de ces trois mécanismes sur le transfert de chaleur dans une puce électronique [31].

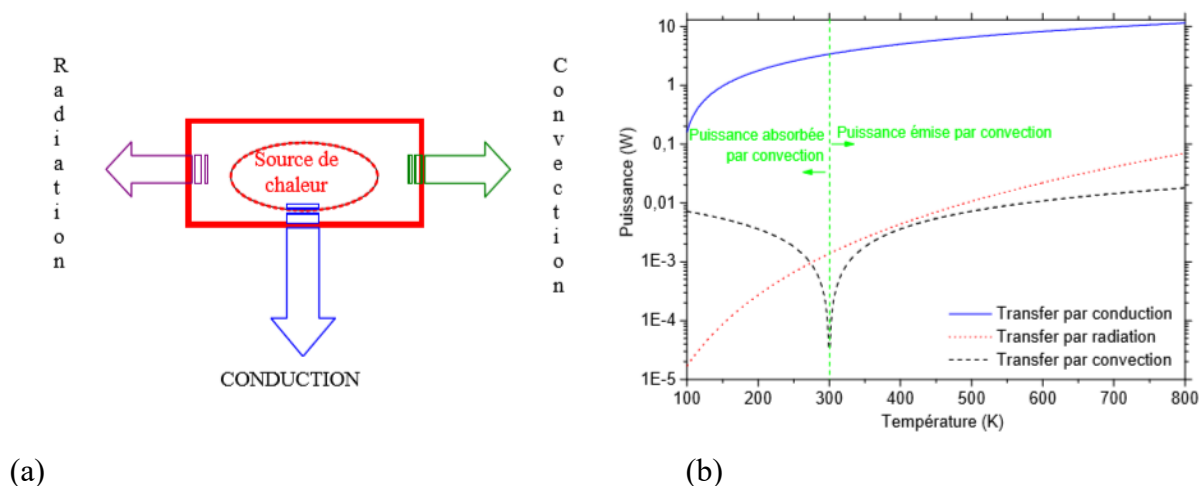


Figure 10 (a) Mécanisme de propagation de la chaleur, (b) Contribution des trois mécanismes de propagation de la chaleur sur le transfert de la chaleur

On observe sur la Figure 10 que pour une température de fonctionnement de 450 K, la puissance transférée par conduction est plus que 100 fois supérieure à la puissance transférée par convection et par radiation. Le transfert de la chaleur par conduction est dû à un transfert de calories au sein d'un matériau solide sans transfert de matière. Ce transfert est causé par des oscillations moléculaires. Selon l'hypothèse de Fourier, le transfert de chaleur est proportionnel au gradient de température. Le coefficient de proportionnalité correspond à la conductivité thermique du matériau.

### 2.6.2 Les substrats reportés

Comme brièvement mentionné dans l'introduction du manuscrit plusieurs solutions existent dans la littérature pour améliorer la dissipation thermique des composants. La chaleur se propageant majoritairement par conduction dans les composants électroniques, le substrat utilisé a donc un impact très important sur leur température de fonctionnement. Une technologie de report peut permettre théoriquement d'améliorer la dissipation thermique. Le report SOI (Silicon On Insulator) est l'une d'entre elles. Cette méthode permet de reporter une couche mince d'un substrat monocristallin compatible avec la croissance du nitrure de gallium sur un substrat présentant une conductivité thermique élevée (Figure 11).

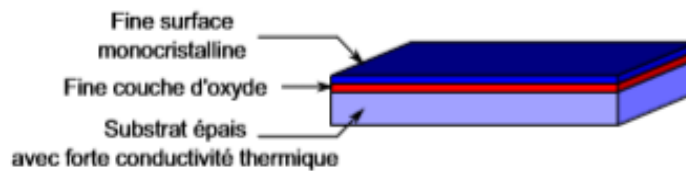


Figure 11 Structure après report de type SOI

La présence d'une couche d'oxyde,  $\text{SiO}_2$ , d'une épaisseur de quelques micromètres est nécessaire pour ce type de report. Cependant, la faible conductivité thermique de la couche d'oxyde peut minimiser l'effet du substrat sur l'amélioration de la dissipation thermique. La technique SOD (Silicon On Diamond) permet d'améliorer le report de type SOI. Une épaisseur de diamant de 50 à 100  $\mu\text{m}$  remplace la couche d'oxyde [32]. La chaleur se propage dans un premier temps horizontalement dans la couche de diamant. Elle finit par se disperser de manière transversale dans le substrat (Figure 12).

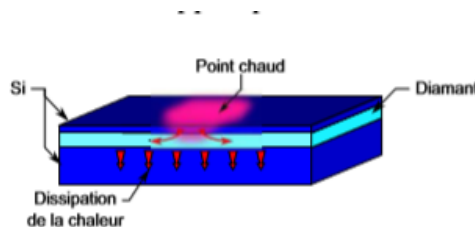


Figure 12 Dissipation thermique dans le cas du report de type SOD

### 2.6.3 La passivation

Une passivation présentant une conductivité thermique élevée permet de réduire la température de fonctionnement des composants. En effet, la propagation de la chaleur, dans une couche de passivation présentant une conductivité thermique élevée, peut contribuer à diminuer de manière importante la température maximale des composants. La passivation se comporte dans ce cas comme un heat spreader. L'utilisation de l'AlN, présentant une bonne conductivité thermique, en tant que passivation permet donc théoriquement d'améliorer la dissipation thermique des transistors. Les simulations thermiques présentées par N. Tsurumi *et al.* [33] permettent d'observer l'influence de la passivation en AlN sur l'auto-échauffement des composants (Figure 13).

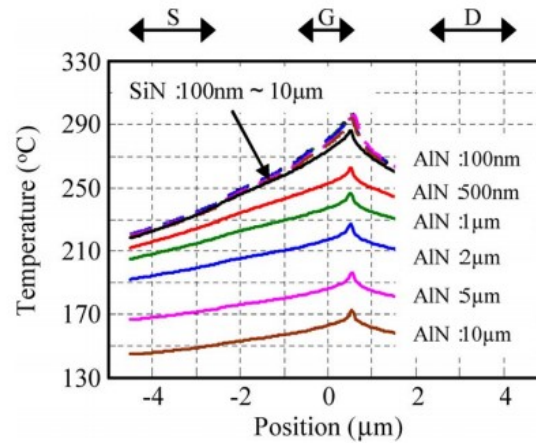


Figure 13 Influence de l'épaisseur de la couche de passivation d'AlN sur l'auto-échauffement d'un AlGaIn/GaN HFETs [33]

Les simulations démontrent que la température de fonctionnement du composant diminue avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche d'AlN. Pour une épaisseur trop faible, la passivation n'a aucune influence sur la dissipation thermique du composant. En effet, la température est identique à celle obtenue avec une passivation SiN. Ainsi, une passivation épaisse nécessite l'utilisation d'une méthode de dépôt adaptée. Ainsi, le dépôt d'AlN par ALD (Atomic Layer Deposition) [34] n'est pas une solution adaptée pour obtenir des couches épaisses. N. Tsurumi *et al.* [33] ont pu obtenir des épaisseurs d'AlN comprises entre 400 nm et 3 μm par pulvérisation. Ils montrent que la résistance thermique d'un composant passivé au moyen de 3 μm d'AlN est environ 2.5 fois plus faible que celle d'un composant passivé par SiN. Les mesures électriques réalisées sur les composants fabriqués montrent que la

## ***Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN***

passivation en AlN permet d'augmenter le courant de drain et réduire la résistance à l'état passant du composant.

Plusieurs méthodes permettant d'améliorer la dissipation thermique des composants viennent d'être présentées. A présent, les méthodes couramment utilisées dans la littérature pour caractériser thermiquement les transistors sont décrites.

### **3 Simulation et mesure de la température de fonctionnement des HEMTs**

#### **3.1 Simulations**

##### **3.1.1 Equation de la chaleur**

Généralement, les mesures de la température de fonctionnement des HEMTs AlGaIn/GaN sont comparées à des simulations numériques. Différentes méthodes sont utilisées dans la littérature pour simuler le comportement thermique des transistors. Les simulations peuvent être réalisées en 2D [20], ou en 3D [35]. Elles peuvent être purement thermiques [35]. Dans ce cas, compte tenu du fait que le transfert de chaleur dans le transistor est principalement assuré par le mécanisme de conduction [36], les simulations thermiques s'appuient sur l'équation de Fourier pour déterminer le profil de température de la structure simulée. Dans le cas général, c'est-à-dire dans le cas d'un matériau non isotrope l'équation de Fourier s'exprime comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( k_x \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( k_y \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( k_z \frac{\partial T}{\partial z} \right) + Q_v = \rho c \frac{\partial T}{\partial t} \quad (22)$$

où  $\rho$ ,  $c$ ,  $Q_v$  désignent respectivement la masse volumique du matériau, la chaleur spécifique et la densité volumique de puissance générée à l'intérieur du système étudié. Les grandeurs,  $k_x$ ,  $k_y$  et  $k_z$  désignent respectivement les conductivités thermiques du système selon les trois directions de l'espace. Dans le cas d'un milieu homogène, dont la densité volumique de puissance générée à l'intérieur du système est nulle et dont la conductivité thermique  $k$  est la même dans toutes les directions de l'espace, l'équation de Fourier se simplifie de la manière suivante :

$$\nabla^2 T = \frac{\rho c}{k} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (23)$$



## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

Cependant, il est utile de préciser que l'équation de Fourier ne tient pas compte de la vitesse de déplacement du flux de chaleur. L'équation de la chaleur de Cattaneo et Vernotte tient compte de ce phénomène par la modification de l'équation classique de Fourier [37] :

$$\nabla T^2 = \frac{\rho c}{k} \frac{\partial T}{\partial t} + \frac{1}{C^2} \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} \quad (24)$$

où  $C$  désigne la vitesse de propagation du flux de chaleur. B.Vermeersch *et al.* [37] comparent l'équation de Fourier à celle de Cattaneo et Vernotte en calculant de manière analytique l'impédance thermique d'un barreau de silicium. L'impédance thermique correspond à la généralisation de la notion de résistance thermique dans le domaine temporel ou fréquentiel. Ils montrent que pour un barreau dont la hauteur est suffisamment faible (100 nm) les impédances thermiques au sens de Fourier et de Cattaneo et Vernotte deviennent différentes à haute fréquence. A haute fréquence, l'impédance thermique au sens de Fourier s'annule. Ce résultat traduit le fait que pour une puissance thermique sinusoïdale dissipée par le barreau de silicium, la température devient constante à partir d'une fréquence suffisamment grande. En effet, la capacité thermique de la structure considérée a pour conséquence de diminuer l'amplitude de la composante alternative de la température avec l'augmentation de la fréquence. En revanche, toujours pour une structure suffisamment petite, l'impédance thermique au sens de Cattaneo et Vernotte converge vers une valeur non nulle dépendante de la géométrie de la structure étudiée. Il convient cependant de spécifier que compte tenu des dimensions des transistors (substrat de plusieurs centaines de nanomètres), l'équation de Fourier reste valide pour modéliser le transfert de chaleur par conduction dans les HEMTs.

### **3.1.2 Simulations purement thermiques**

Les simulations purement thermiques de transistors nécessitent de définir arbitrairement les dimensions du point chaud, ce qui constitue l'inconvénient majeur de cette méthode. A titre d'exemple, des simulations thermiques ont été réalisées par L. Baczowski *et al.* [38]. La Figure 14 représente la structure simulée où le point chaud est modélisé par un rectangle de 0.75  $\mu\text{m}$  de long. La Figure 15 représente la température de fonctionnement d'un transistor de type HEMT AlGaIn/GaN mesurée par spectrométrie Raman et obtenue par des simulations purement thermiques [38].

## Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN

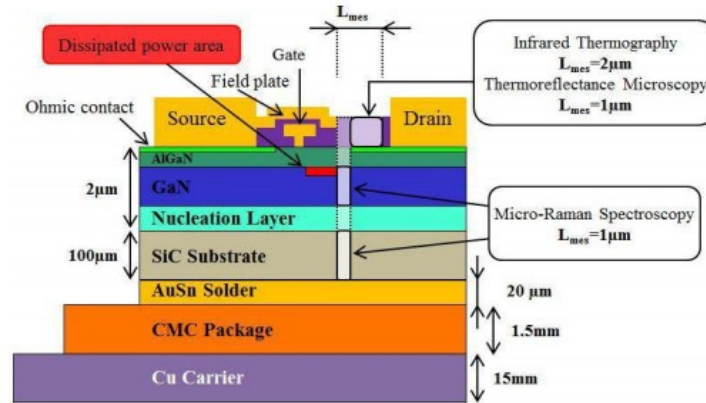


Figure 14 Représentation schématique de l'hétérostructure d'un HEMT AlGaIn/GaN [38]

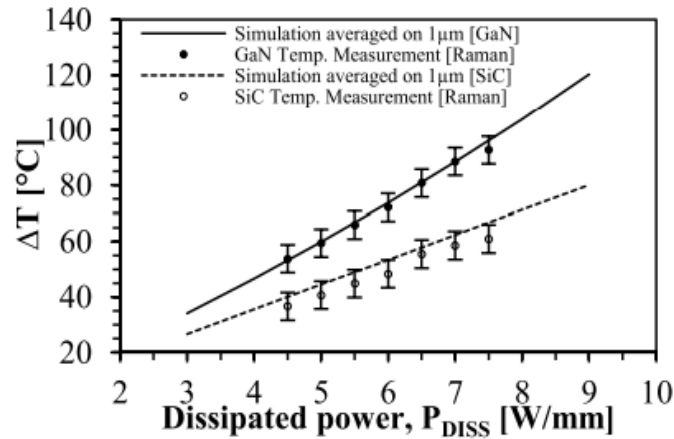


Figure 15 Comparaison de la température mesurée par spectrométrie Raman et de la température obtenue par une simulation purement thermique [38]

On observe sur la Figure 15 une bonne concordance entre la mesure et la simulation démontrant ainsi la possibilité d'estimer la température de fonctionnement de transistors au moyen de simulations purement thermiques.

### 3.1.3 Simulations physico-thermique

Les simulations peuvent également être physico-thermiques. Dans ce cas, la puissance dissipée par le composant et la température sont déterminées à partir de la connaissance des équations régissant le comportement physique du composant comme en témoigne le modèle en deux dimensions développé par M. Rousseau *et al.* [20]. Ce modèle couple un modèle énergie-balance décrivant le transport des électrons à un modèle thermique basé sur l'équation de la chaleur de Fourier. Le modèle énergie-balance décrivant le transport des porteurs couple

## ***Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN***

trois équations de conservation (l'équation de continuité pour les électrons, l'équation de conservation du moment et l'équation de conservation de l'énergie) à l'équation de Poisson. Les paramètres tels que la mobilité des électrons, l'énergie de relaxation et la masse effective des électrons ont été obtenues par des simulations Monte Carlo stationnaires réalisées pour plusieurs températures de réseau. Les équations décrivant le transport des porteurs sont résolues uniquement dans la zone active des composants simulés. Le modèle thermique est résolu dans l'intégralité du composant c'est-à-dire dans la zone active et le substrat. La source de chaleur provient des interactions inélastiques entre les électrons et le réseau. La valeur est calculée à partir de l'équation de conservation de l'énergie. Les deux modèles, le modèle décrivant le transport des porteurs et le modèle thermique, sont résolus alternativement. Premièrement, la densité des électrons, le potentiel et la température électronique sont calculés. Ensuite, l'équation de la chaleur est résolue pour déterminer la température du réseau. L'équation de la chaleur et les équations décrivant le transport des porteurs sont résolues grâce à une méthode auto-cohérente jusqu'à ce que le modèle converge. On peut dès à présent souligner que le modèle développé par M. Rousseau a été utilisé au cours de ces travaux de thèse pour valider des caractérisations thermiques expérimentales de composants.

### **3.2 Mesures Optiques**

#### **3.2.1 Spectrométrie Raman**

Dans le cas des méthodes optiques, la variation des propriétés optiques des matériaux en fonction de la température est utilisée pour déterminer la température de fonctionnement des composants. La spectrométrie Raman est une méthode largement présentée dans la littérature [39], [40], [38], [41]. Le phénomène de diffusion Raman repose sur l'interaction entre les photons d'une onde monochromatique incidente, émanant d'une source laser, avec le réseau cristallin de la structure mesurée. Si l'interaction est de type élastique, l'énergie des photons émis est la même que celles des photons incidents. La diffusion Raman est alors de type Rayleigh. Si l'interaction est inélastique, deux cas sont possibles. Dans le cas où les photons émis ont une énergie plus petite que celle des photons incidents, on parle de diffusion Raman avec décalage Stokes. Dans le cas contraire, lorsque l'énergie des photons émis est plus grande, on parle de diffusion Raman avec décalage anti-Stokes. Il en résulte que le spectre de diffusion Raman est constitué de trois raies. La variation de la température a pour conséquence de modifier l'énergie des photons modifiant ainsi leur fréquence. La modification de la fréquence des phonons entraîne le décalage de la position des raies Stokes

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

et anti-Stokes du spectre. Le décalage de ces raies est la signature du comportement thermique des transistors.

La première étape de la mesure consiste à déterminer l'influence de la température sur le spectre Raman. La variation de la fréquence des phonons en fonction de la température s'exprime par la relation suivante :

$$\Delta\omega = \omega_0 - \frac{A}{e^{\left(\frac{Bh\omega_0}{k_B T}\right)} - 1} \quad (25)$$

où  $\omega_0$ ,  $h$ ,  $k_B$ , correspondent respectivement à la fréquence des phonons à  $T=0K$ , à la constante de Planck et à la constante de Boltzmann. Les paramètres  $A$  et  $B$  sont des constantes dépendantes du matériau à caractériser. Cette première étape correspond à une étape de calibration et permet de déterminer l'influence de la température sur le décalage des raies du spectre Raman. Des spectres Raman sont ensuite établis lorsque le composant est polarisé ce qui permet d'extraire sa température en fonctionnement. La spectrométrie Raman offre une résolution spatiale de l'ordre du  $\mu m$  et une résolution en température de 5 à 10 °C [39], [40]. La Figure 16 représente un exemple de spectre de diffusion Raman du GaN sur SiC.

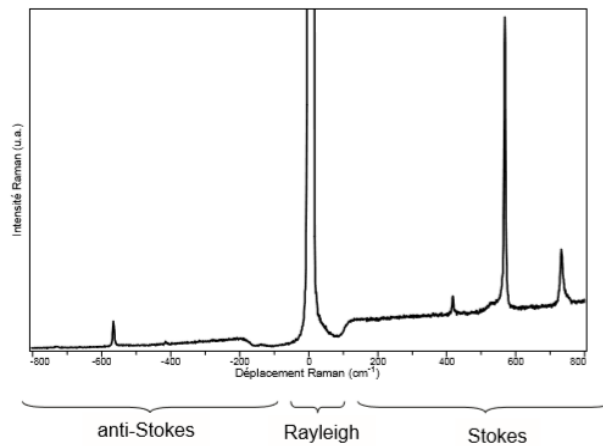


Figure 16 Exemple de spectre de diffusion du GaN sur SiC avec un laser à 514nm [42]

### **3.2.2 Thermographie infrarouge**

La thermographie infrarouge est également une méthode optique permettant de mesurer la température de composants en fonctionnement [43]. Cette méthode est basée sur le fait que tout corps chaud présentant une température supérieure à 0 K émet de l'énergie sous forme électromagnétique. Dans le cas théorique d'un corps noir, c'est-à-dire un corps absorbant tout

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

le rayonnement électromagnétique qu'il reçoit, la densité surfacique de puissance rayonnée  $P$  s'exprime comme suit :

$$P = \sigma T^4 \quad (26)$$

avec  $\sigma = 5.67 \times 10^{-8} W m^{-2} K^{-2}$  la constante de Stephan. Pour une température identique, la puissance électromagnétique rayonnée par un corps réel sera inférieure à celle rayonnée par le corps noir. La puissance rayonnée par un corps réel est proportionnelle à son émissivité  $\varepsilon$  qui est strictement inférieure à 1. La densité de puissance rayonnée par un corps réel s'exprime alors comme suit :

$$P = \varepsilon \sigma T^4 \quad (27)$$

Après un étalonnage préalable permettant de déterminer l'émissivité du composant, la mesure de la puissance rayonnée permet de déterminer la température de fonctionnement du composant comme le montre la Figure 17.

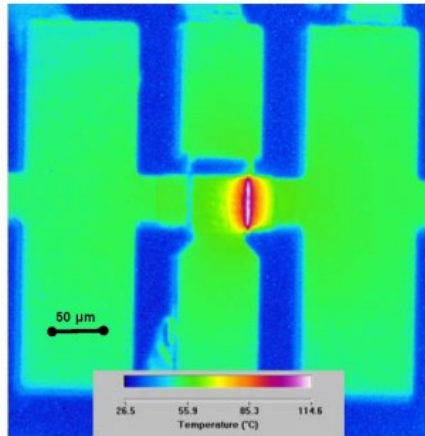


Figure 17 Image infrarouge d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN (puissance dissipée de 1W) [44]

L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans sa faible résolution spatiale comprise entre 5 et 10  $\mu m$  [44]. Cette faible résolution peut conduire à une sous-estimation, parfois importante, de la température de fonctionnement maximale des transistors. M.Kuball *et al.* [44] ont mesuré la température de fonctionnement d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN au moyen de mesures infrarouges et par spectrométrie Raman. Ils montrent que la température maximale obtenue par caméra infrarouge est 50 °C inférieure à celle mesurée par spectrométrie Raman.

### **3.2.3 Thermoreflectance**

La thermoréflectance [45] s'appuie quant-à-elle sur le fait que la réflectance  $R$  des matériaux est dépendante de la température. La réflectance correspond au rapport entre la puissance du champ électrique réfléchi  $E_{ref}$  et la puissance du champ électrique incident  $E_{inc}$  comme le montre l'expression suivante :

$$R = \frac{E_{ref}E_{ref}^*}{E_{inc}E_{inc}^*} \quad (28)$$

En première approximation, la variation de la réflectance en fonction de la température s'exprime à partir d'un développement limité d'ordre 1 :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \Delta T \quad (29)$$

Le terme  $\frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T}$  désigne le coefficient d'étalonnage. Il dépend de la longueur d'onde de la source d'excitation ainsi que de l'angle d'incidence. Il est aussi dépendant de la structure de l'échantillon (couche simple ou multi-couches). Cette méthode offre une résolution thermique de l'ordre de 50 mK et une résolution spatiale inférieure à un micromètre [46].

Les résolutions spatiales et en température montrent que les méthodes optiques sont indiquées pour mesurer la température de composants électroniques et plus particulièrement celle de transistors de type HEMT. Ces méthodes offrent l'avantage d'être sans contact, permettant ainsi de minimiser l'influence de la mesure sur le comportement thermique et électrique des transistors. Cependant, l'inconvénient majeur de ces méthodes réside dans le fait que la zone de température maximale du composant doit être accessible pour que la mesure soit réalisée. Par conséquent, ces méthodes ne sont pas adaptées pour réaliser des mesures sur des composants multi-doigts reliés par des ponts à air ou encore pour réaliser des mesures sur des composants packagés.

### **3.3 Méthodes électriques**

Dans le cas des méthodes électriques, la variation des propriétés électriques du transistor en fonction de la température est utilisée pour mesurer la température en fonctionnement. Les méthodes peuvent être des méthodes pulsées, DC ou encore AC.

### 3.3.1 Méthodes pulsées

#### 3.3.1.1 Méthode des coïncidences

La méthode des coïncidences est une méthode pulsée permettant d'estimer la température de fonctionnement des transistors. La première étape de la mesure consiste à obtenir la caractéristique  $I_{ds}(V_{ds})$  en régime pulsé pour une puissance DC dissipée nulle pour plusieurs valeurs de température. Pour ce faire, les transistors sont polarisés au point  $V_{dsq} = V_{gsq} = 0V$ . Les durées des impulsions, généralement de l'ordre de la centaine de ns [47], sont considérées suffisamment courtes (comparativement au temps nécessaire pour que le composant soit thermiquement stable) pour qu'elles n'engendrent pas d'auto échauffement des composants. Les transistors mesurés sont placés sur une plateforme chauffante permettant de fixer leur température. Les caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  des transistors sont ainsi obtenues pour différentes valeurs de température déterminant une référence. La Figure 18 représente les caractéristiques  $I_{DS}(V_{DS})$  pulsées ( $V_{DSq} = V_{GSq} = 0V$ ) d'un transistor de développement  $2 \times 200 \times 0.25 \mu m^2$  obtenues pour différentes valeurs de températures.

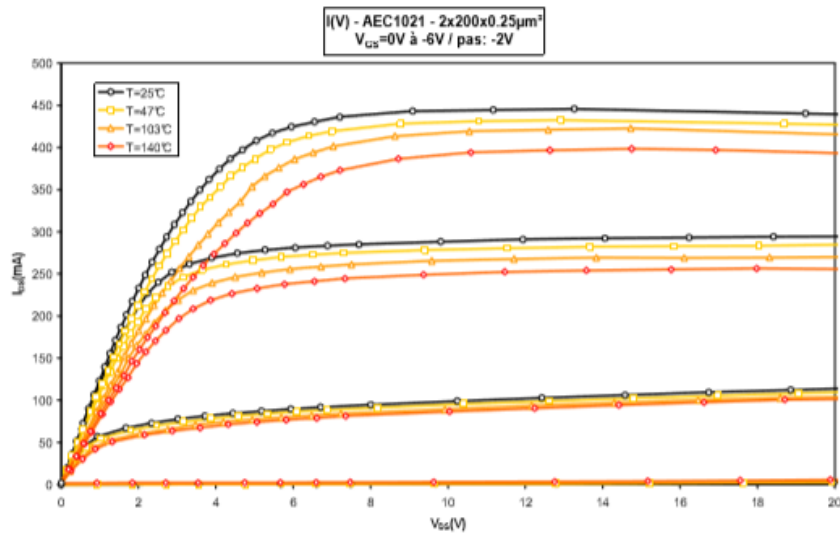


Figure 18 Evolution de la  $I_{DS}(V_{DS})$  pulsée ( $V_{DSq} = V_{GSq} = 0V$ ) d'un transistor de développement  $2 \times 200 \times 0.25 \mu m^2$  en fonction de la température [47]

En se plaçant à une tension  $V_{DS}$  donnée, la loi définissant l'évolution du courant de drain en fonction de la température peut être déterminée. La caractéristique  $I_D(V_{DS})$  statique du transistor est ensuite mesurée. A partir de la loi précédemment déterminée, il est possible d'établir une correspondance entre le courant de drain en régime statique et la température de

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

fonctionnement du composant. La température mesurée par la méthode des coïncidences correspond à une température moyennée sur une zone dépendant de la durée des impulsions. Il convient cependant de remarquer que l'hypothèse selon laquelle la durée des impulsions est suffisamment courte pour ne pas engendrer d'auto-échauffement n'est pas vérifiée dans la pratique constituant l'inconvénient majeur des méthodes pulsées. En effet, la durée des impulsions appliquées dans ces méthodes est généralement d'une centaine de nanosecondes. Or, dans [40] les auteurs ont montré qu'en 200 ns la température atteint 30 % de sa valeur finale. Par conséquent, les pulses engendrent un auto-échauffement du composant, ce qui induit une erreur sur la mesure de température. A.Cutivet [48] a montré que des impulsions de 500 ns engendraient une erreur de 30 % sur la température mesurée.

### **3.3.1.2 Méthode du $R_{on}$ pulsé**

Une autre méthode en régime pulsé permet de déterminer la résistance thermique du composant. Cette méthode repose sur la variation du courant de drain maximum  $I_{dsmax}$  et sur la variation de la résistance à l'état passant  $R_{on}$  du transistor en fonction de la température [49]. Deux séries de mesures sont nécessaires afin de déterminer la résistance thermique du transistor. Comme dans le cas de la méthode des coïncidences, des mesures à différentes températures de socles sont menées pour une puissance nulle dissipée par le composant permettant d'obtenir une référence. Ensuite, les mesures sont réalisées à température ambiante fixe pour des puissances dissipées variables. Ces mesures permettent de déterminer l'expression de l'évolution de  $R_{on}$  et de  $I_{dsmax}$  en fonction de la température et de la puissance dissipée. Les relations obtenues sont des relations linéaires de la forme :

$$R_{on}(T) = R_{on}(T_0) + \frac{dR_{on}(T)}{dT} T \quad (30)$$

$$I_{dsmax}(T) = I_{dsmax}(T_0) + \frac{dI_{dsmax}(T)}{dT} T \quad (31)$$

$$R_{on}(P_{diss}) = R_{on}(P_{diss}) + \frac{dR_{on}(P_{diss})}{dP_{diss}} P_{diss} \quad (32)$$

$$I_{dsmax}(P_{diss}) = I_{dsmax}(P_{diss}) + \frac{dI_{dsmax}(P_{diss})}{dP_{diss}} P_{diss} \quad (33)$$



## Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN

Il s'agit simplement du développement à l'ordre 1 de la résistance à l'état passant ainsi que du courant de saturation. De plus, par définition, la résistance thermique étant définie comme suit :

$$R_{th} = \frac{dT}{dP_{diss}} \quad (34)$$

Il est alors possible de déterminer la résistance thermique du composant grâce aux relations suivantes :

$$R_{th} = \frac{dT}{dR_{on}} \times \frac{dR_{on}}{dP_{diss}} = \frac{dT}{dI_{dsmax}} \times \frac{dI_{dsmax}}{dP_{diss}} \quad (35)$$

### 3.3.2 Méthodes DC

#### 3.3.2.1 La méthode GRTD

La méthode GRTD (Gate Resistance Temperature Detector) consiste à utiliser la grille du transistor comme un capteur de température [50]. Cette méthode est applicable uniquement dans le cas où il est possible de mesurer directement la résistance de grille  $R_g$ . Récemment, la méthode de mesure classique proposée pour la première fois en 1989 [51] a été modifiée pour permettre la mesure de la température de transistors à plusieurs doigts de grille [52]. Parmi les méthodes électriques, cette méthode offre la meilleure précision sur la température mesurée. En effet, selon V. Sodan *et al.* [53], cette méthode ne sous-estimerait que de 5% la température maximale du composant. Ils montrent également que la température mesurée par cette méthode est équivalente à celle mesurée avec la spectrométrie Raman (Figure 19).

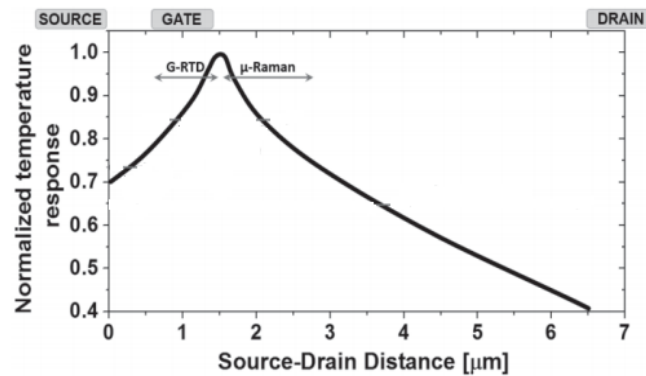


Figure 19 Profil de température simulé le long de l'espace source-drain et température mesurée par

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

spectrométrie Raman et par GRTD [53]

On observe sur la Figure 19 une bonne concordance entre la simulation électrothermique et les températures mesurées avec la méthode GRTD et avec la spectrométrie Raman. G. Pavilis *et al.* [54] ont également comparé la méthode GRTD à la thermoréfectance. Les mesures de température ont été réalisées en régime impulsionnel. La période des impulsions a été fixée à 400  $\mu$ s pour plusieurs valeurs de rapport cyclique. Les mesures ont montré une bonne concordance entre les deux méthodes. La précision de la méthode GRTD est explicable par le fait que la grille est située au plus près du point chaud. Cependant, il convient de mentionner que la précision de la mesure dépend de la géométrie de la grille. En effet, la température mesurée correspond à une température moyennée sur le volume de la grille. Ainsi, plus la longueur de la grille utilisée est petite et plus le gradient de température sous la grille est faible. La température mesurée est alors théoriquement plus proche de la température de fonctionnement maximale du composant sous test. Cependant, il est important de préciser que généralement les grilles courtes, c'est-à-dire les grilles de longueurs sub-micrométriques, sont utilisées pour des applications hyperfréquences. Or, la montée en fréquence des composants nécessite de réduire la résistance de grille notamment par l'utilisation de grille en Té permettant d'augmenter la surface du contact métallique. La diminution de la résistance a pour inconvénient de diminuer la sensibilité du capteur à la température (démontrée ci-dessous) ce qui conduit à diminuer la précision de la mesure.

Concrètement, cette méthode s'appuie sur le fait que la résistivité du métal de grille augmente avec la température, ce qui a pour conséquence d'augmenter la résistance de grille. En effet, l'évolution de la résistivité du métal de grille en fonction de la température peut être exprimée par un développement en série de Taylor conduisant à la relation suivante :

$$\frac{\rho}{\rho_0} = 1 + \frac{1}{\rho_0} \left( \frac{\partial \rho}{\partial T} \right)_{T=T_0} \Delta T + \dots + \frac{1}{n! \rho_0} \left( \frac{\partial^n \rho}{\partial T^n} \right)_{T=T_0} \Delta T^n \quad (36)$$

où  $\rho_0$  désigne la résistivité à la température ambiante et  $\Delta T = T - T_0$ . Dans le cas de petites variations de température, l'équation ci-dessus peut se réécrire comme suit :

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha \Delta T) \quad (37)$$

## **Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN**

où  $\alpha$  désigne le TCR (Temperature Coefficient of Resistance). Cela explique l'évolution linéaire de la résistivité, donc de la résistance en fonction de la température. La bande de température pour laquelle la résistance évolue linéairement en fonction de la température dépend du métal ou de l'alliage de la résistance. Il est important de mentionner que cette méthode ne peut pas être utilisée pour extraire la température de transistors dédiés à des applications hyperfréquences. Elle nécessite un design de transistor particulier. La grille doit en effet présenter deux plots permettant la mesure de la résistance du contact.

### **3.3.2.2 Variation du courant de drain**

Une autre méthode en régime statique DC permet de déterminer la résistance thermique de transistors. Cette méthode suppose une dépendance linéaire entre le courant de drain en saturation et la température :

$$I_{ds}(T_A) = I_{ds0} + h(T_A - T_{A0}) \quad (38)$$

avec  $T_{A0}$  la température ambiante de référence et  $T_A$  la température ambiante fixée au moyen d'une plateforme chauffante. Toujours dans l'hypothèse d'une évolution linéaire du courant du canal en fonction de la température on a :

$$I_{ds}(T_A) = I_{ds0} + h'(T_C - T_{C0}) \quad (39)$$

avec  $T_{C0}$  la température du canal à  $T_{A0}$  et  $T_C$  la température du canal. L'application de la loi d'ohm thermique permet de déduire une relation linéaire entre les inverses des coefficients  $h$  et  $h'$  et de la résistance thermique :

$$\frac{1}{h} = \frac{1}{h'} - R_{th}V_{ds}. \quad (40)$$

Cependant d'après V.Sodan *et al.* [53], les mesures de température utilisant le courant de saturation sous-estimeraient la température maximale de 30 %. Cela est explicable par le fait que le courant de saturation ne dépend pas uniquement de la température. Il est certain que la conductance de sortie des transistors dépend de la température, mais elle peut dépendre d'autres paramètres tels que les courants de fuite ou encore des phénomènes de piège.

### 3.3.3 Méthodes AC

#### 3.3.3.1 Low-RF Output Conductance Measurement

La méthode low-RF Output Conductance Measurement s'appuie sur le fait que la conductance de sortie du transistor dépend de sa fréquence de fonctionnement. [55]. Cet effet physique est explicable par le fait que lorsque la fréquence de fonctionnement augmente, la température du composant n'évolue pas aussi rapidement que le signal AC [55]. En effet, la capacité thermique du transistor crée un déphasage entre la température et la puissance dissipée. Elle a également pour conséquence de diminuer l'amplitude de la composante alternative de la température. On peut alors extraire la résistance thermique du composant à partir de la mesure de la conductance thermique statique, en DC et celle en AC comme suit :

$$R_{th} = \frac{g_{dsDC} - g_{dsAC}}{\frac{dI_{ds}}{dT} (I_{ds} + I_{ds} \times g_{dsDC})} \quad (41)$$

où  $g_{dsDC}$  et  $g_{dsAC}$  désignent respectivement la conductance de sortie mesurée en DC et en AC. V.Sodan *et al.* [53] montrent que cette méthode sous-estimerait de 15% la température maximale du composant.

#### 3.3.3.2 Méthode $3\omega$

G.Callet et M.Avcu ont eu l'idée d'appliquer la méthode  $3\omega$ , initialement développée par O. Corbino en 1912, pour déterminer l'impédance thermique de transistors HEMTs [56], [57]. Leur idée consiste à utiliser le transistor en régime de fonctionnement linéaire car le transistor est équivalent à sa résistance à l'état passant :  $R_{on}$ . La résistance  $R_{on}$  du transistor est utilisée comme source de chaleur et comme thermomètre et remplace donc le ruban métallique proposé par Cahill en 1990 [58]. La Figure 20 représente de manière schématique le banc de mesure utilisé pour déterminer l'impédance thermique du transistor sous test.

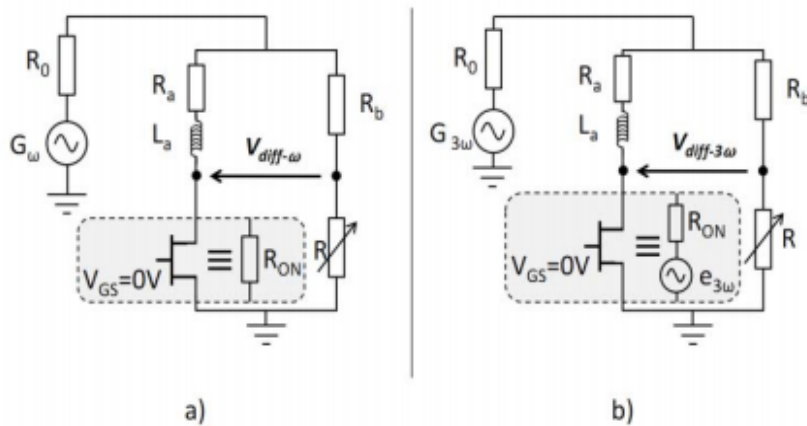


Figure 20 (a) Banc de mesure à la fréquence  $\omega$ , (b) banc de mesure à la fréquence  $3\omega$

Le transistor est placé dans un pont de Wheatstone afin d'augmenter la précision de la mesure. Le générateur  $G_\omega$  correspond à la source d'excitation du circuit. A la fréquence  $\omega$ , le transistor est modélisé par sa résistance à l'état passant  $R_{on}$ . A la fréquence  $3\omega$ , deux sources d'excitations sont présentes dans le circuit. Une source  $G_{3\omega}$  correspondant aux distorsions de la source d'alimentation. La deuxième source  $e_{3\omega}$  est attribuée aux oscillations thermiques du transistor. Le terme  $e_{3\omega}$  est obtenu à partir de mesure la tension  $V_{diss-3\omega}$ . La connaissance de ce terme permet d'en déduire l'impédance thermique du transistor qui s'exprime comme suit :

$$|Z_{th}| = \frac{4|e_{3\omega}|}{\alpha R_{on}^2 |I_D|^3} \quad (42)$$

Le paramètre  $\alpha$  s'exprime de la manière suivante :

$$\alpha = \frac{1}{R_{onTref}} \frac{dR_{on}}{dT} \quad (43)$$

Toutefois, il est important de mentionner que cette méthode est utilisable uniquement dans la région linéaire ce qui constitue l'un des inconvénients majeurs de cette méthode de mesure.

### 3.3.4 Méthodes par contact

#### 3.3.4.1 Méthode SThM

Les méthodes de mesure par contact nécessitent la mise en contact d'un transducteur avec le composant à mesurer. La méthode SThM (Scanning Thermal Microscopie) consiste à intégrer un capteur de température dans une sonde de Microscope à Force Atomique. La Figure 21 représente un capteur de température résistif en palladium intégré dans une sonde de Microscope à Force Atomique [59].

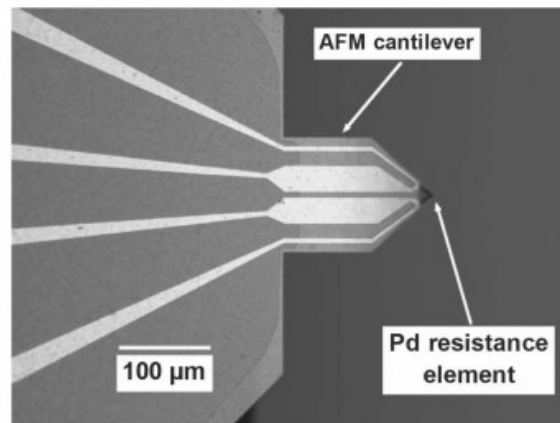


Figure 21 Capteur de température en palladium intégré dans un cantilever AFM

Cette méthode permet de déterminer la température du composant mais également sa topologie. L'intégration d'un capteur de température dans une pointe AFM permet d'obtenir une résolution spatiale importante de 0.05  $\mu\text{m}$ . La résolution en température est de l'ordre de 0.1 K [59].

#### **3.3.4.2 Méthode des cristaux liquides**

La mesure de température au moyen de cristaux liquides peut également être envisagée pour réaliser des caractérisations thermiques de composants. Ces types de cristaux sont thermochromiques, c'est-à-dire que leur couleur change à partir d'une température seuil. Les cristaux liquides sont placés à la surface des composants. En fonctionnement, si la température des composants est proche de la température seuil, les cristaux changent de couleur. Cette méthode permet d'obtenir une résolution en température de l'ordre de 0.1°C, si la température de fonctionnement du composant est proche de la température seuil. La résolution spatiale de cette méthode est de l'ordre de 1  $\mu\text{m}$  [59]. Il convient de préciser ici que cette méthode est principalement utilisée pour identifier les points chauds des puces électroniques.

#### **3.3.4.2 Capteur de température résistif intégré**

O. Arenas *et al.* ont intégré un capteur de température dans la zone active de transistors HEMTs AlGaIn/GaN pour mesurer la température de fonctionnement en DC [60], [61]. Le capteur de température intégré est un capteur de température résistif de type RTD (Resistance Temperature Detector), en platine de 2  $\mu\text{m}$  de largeur. Le capteur a été intégré dans des transistors de grandes dimensions présentant une longueur drain-source de 10  $\mu\text{m}$  et une longueur de grille de 3.5  $\mu\text{m}$ . La Figure 22 montre une image MEB du capteur de température résistif intégré au niveau de la zone active du transistor.

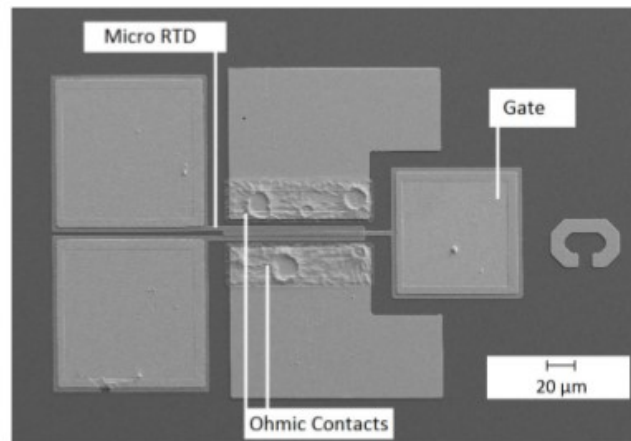


Figure 22 Capteur de température résistif intégré dans un transistor [62]

Il est important de mentionner que le transistor dans lequel le capteur est intégré ne présente pas d'accès coplanaires. Ainsi, le transistor peut uniquement être caractérisé en fonctionnement DC. Les études ont permis de mettre en évidence que le capteur placé au-dessus d'une couche de passivation en  $\text{SiO}_2$  de 100 nm ne perturbe pas le fonctionnement statique du composant. La passivation assure l'isolation électrique entre le capteur et le transistor indispensable pour mesurer la résistance du capteur et pour ne pas perturber le comportement électrique du transistor.

Le principe physique permettant d'extraire la température du composant en fonctionnement est le même que celui utilisé pour la méthode GRTD. La variation de la résistance du capteur en fonction de la température associée à une calibration préliminaire du capteur permet d'extraire la température. Les simulations thermiques réalisées ont montré que la température au-dessus et en dessous de la passivation sont très proches permettant ainsi au capteur de mesurer une température proche de la température de fonctionnement maximale. Cependant, on peut remarquer sur la Figure 22 que le capteur est positionné entre la grille et la source et entre la grille et le drain afin de faciliter son intégration. Or, la zone de température maximale est localisée en sortie de grille côté drain. On peut donc aisément affirmer que la température extraite au moyen de cette méthode est une température moyenne considérablement sous-estimée.

On peut mentionner ici la possibilité de réaliser des caractérisations thermiques de matériaux au moyen de capteurs résistifs. Une telle approche a notamment été proposée par B. E. Belkerk [63] et par S. Bensalem [64] pour déterminer la conductivité thermique de couches minces d'AlN. Le principe de la mesure est basé sur la méthode du ruban chaud intégré dans

## ***Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors HEMTs AlGaIn/GaN***

un pont de Wheatstone. Le capteur est donc utilisé ici comme un élément chauffant. Le capteur est fabriqué sur le matériau à caractériser. Une source de tension impulsionnelle est utilisée pour échauffer le capteur. L'évolution temporelle de la résistance du capteur est liée aux propriétés thermiques du matériau à caractériser. La connaissance de l'évolution de la résistance du capteur dans le domaine temporel couplée à un modèle thermique permet d'extraire la conductivité thermique et la chaleur spécifique du matériau à caractériser.

En résumé, plusieurs méthodes permettant d'extraire la température de transistors HEMTs en fonctionnement sont présentes dans la littérature. Dans tous les cas, la température maximale est sous-estimée. Les méthodes les plus précises sont les méthodes optiques (Raman, Thermoreflectance) ainsi que la méthode GRTD. La sous-estimation de la température dépend de la résolution spatiale et de la résolution en température des différentes méthodes. De plus certaines méthodes ne donnent accès qu'à la température moyenne du composant comme la méthode de coïncidence. Ainsi, il n'est pas trivial d'extraire la température de fonctionnement d'un composant par plusieurs méthodes et d'obtenir des mesures proches les unes des autres. En effet, les méthodes présentent des résolutions spatiales et des résolutions en température différentes. Elles sont également basées sur des phénomènes physiques différents. De plus, des éléments physiques comme les pièges présents au sein des hétérostructures AlGaIn/GaN peuvent altérer les résultats obtenus.

## **4 Objectifs des travaux de recherche**

### **4.1 Mesure de la température en temps réel dans les transistors HEMTs AlGaIn/GaN en fonctionnement**

Ainsi, comme présenté dans la partie consacrée à la mesure de la température de fonctionnement des transistors HEMTs, la température des composants peut être déterminée par plusieurs méthodes de mesure ou encore par la simulation. Cependant, les méthodes les plus précises présentes dans la littérature nécessitent l'utilisation de banc de mesure souvent onéreux et ne peuvent pas, pour la plupart être utilisés pour mesurer la température de composants intégrés dans des circuits packagés. L'objectif des travaux de thèse a consisté à développer une nouvelle méthode permettant la mesure de la température des transistors en temps réel, en fonctionnement statique et en fonctionnement hyperfréquence.



## **4.2 Applications**

La mesure de la température en temps réel présente l'avantage d'être en mesure de contrôler les transistors et de prévoir leur défaillance. Le contrôle des composants doit permettre de déterminer des conditions de fonctionnement afin de minimiser leur auto-échauffement et ainsi d'augmenter leur durée de vie. Il est également utile de prévoir la défaillance des composants pour assurer une maintenance préventive et non curative des systèmes électroniques.

## **4.3 Solution proposée : intégration d'un capteur de température**

Une solution attractive pour mesurer la température de transistors en temps réel consiste à intégrer un capteur de température directement dans la zone active des composants, au plus près de la zone chaude, c'est-à-dire en sortie de grille côté drain. La méthode proposée s'appuie sur les travaux de recherche d'O.Arenas. Cependant, plusieurs différences existent entre nos travaux de recherche et les travaux précédemment développés. Lors des précédents travaux, le design des transistors a été simplifié, notamment en augmentant les dimensions et en gardant uniquement des accès DC afin de faciliter l'intégration du capteur. Les composants ne sont pas utilisables car ils n'ont pas d'accès RF via des lignes coplanaires et ne permettent donc que de valider la mesure de la température en DC. Cependant il convient de spécifier que ces travaux de thèse ont démontré que la présence du capteur ne perturbe pas le comportement statique des composants montrant ainsi la possibilité de mesurer la température de fonctionnement de composants au moyen d'un capteur intégré.

L'objectif des travaux de thèse a consisté à intégrer des capteurs de température dans des composants de dimensions compatibles avec des applications de puissance hyperfréquence (longueur de grille sub-micrométrique) sans modifier le procédé de fabrication des transistors ce qui permettrait d'envisager l'intégration de ce type de capteur dans tout type de composants sur une ligne de production industrielle. Plusieurs problèmes décrits plus en détail dans le chapitre 2 consacrés à la fabrication des composants, sont à résoudre pour pouvoir intégrer un capteur dans des composants compatibles avec des applications hyperfréquences :

- Le capteur, intégré dans l'espace grille-drain, ne doit pas se comporter comme une deuxième grille.
- Il est nécessaire de développer un design de capteur spécifique sans modifier le design des composants malgré l'encombrement spatial important des lignes d'accès coplanaires.

***Chapitre 1 - Influence de la température sur les performances et la fiabilité des transistors  
HEMTs AlGaIn/GaN***

- Il faut développer un design de capteur permettant à la fois de caractériser le composant sous test et de mesurer le capteur.
- Il faut veiller à limiter les capacités parasites apportées par le capteur.
- Le capteur doit être suffisamment sensible aux variations de température
- Il faut s'assurer que la température mesurée est proche de la température maximale.

## Conclusion du chapitre 1

L'augmentation de la température de fonctionnement des composants a pour conséquence de dégrader les propriétés physiques des semiconducteurs. La dégradation de leurs propriétés physiques a pour conséquence de diminuer les performances et la durée de vie des transistors. Plusieurs méthodes de mesure existent dans la littérature pour extraire la température de fonctionnement de transistors HEMTs AlGaIn/GaN. Cependant, les méthodes classiquement utilisées ne peuvent pas être utilisées pour mesurer en temps réel la température de fonctionnement de composants. La solution que nous proposons pour y parvenir consiste à intégrer un capteur de température résistif directement au niveau de la zone active des transistors au plus près du point chaud, c'est-à-dire en sortie de grille côté drain en modifiant le moins possible le procédé de fabrication du transistor ce qui permettrait d'envisager l'intégration sur des composants fabriqués sur des lignes de productions industrielles.

# Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et des capteurs de température intégrés

L'objectif de ce chapitre est de présenter le procédé de fabrication des dispositifs (transistors et capteurs intégrés) réalisés au cours de ces travaux de thèse. Ainsi, dans un premier temps, le procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> est décrit. Les transistors fabriqués sont des transistors à deux doigts de grille de type « normally on ». Le procédé de fabrication des HEMTs utilisé ici est celui développé au sein du groupe Composants et Dispositifs Microondes de Puissance de l'IEMN. Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous sommes focalisés sur le développement d'un procédé technologique visant à intégrer des capteurs de température résistifs dans des transistors de longueurs de grille sub-micrométriques, ceux-ci étant dédiés aux applications de puissance hyperfréquence. Pour atteindre cet objectif, il a fallu développer un design de capteurs compatible avec la topologie des transistors HEMTs qui ne vient pas perturber leur fonctionnement et ensuite mettre au point le procédé technologique d'intégration de ces capteurs.

Dans l'ordre chronologique, les principales étapes de fabrication des transistors et des capteurs intégrés sont les suivantes :

Etapes du procédé de fabrication des HEMTs	<ul style="list-style-type: none"><li>- Les marques d'alignement électroniques</li><li>- Les contacts ohmiques</li><li>- L'isolation des composants</li><li>- La grille</li><li>- La passivation des composants</li><li>- Les plots d'épaissement des transistors</li></ul>
Etapes du procédé d'intégration des capteurs de température	<ul style="list-style-type: none"><li>- Les rubans métalliques des capteurs</li><li>- Les plots d'accès aux capteurs</li></ul>

La fabrication des grilles des transistors et la fabrication des rubans métalliques des capteurs de dimensions sub-micrométriques nécessitent l'utilisation de la lithographie électronique permettant d'atteindre une résolution de l'ordre de la dizaine de nanomètres.

Dans la première partie de ce chapitre, le détail des étapes de fabrication des transistors HEMTs sera exposé. Dans une seconde partie, nous nous intéresserons plus particulièrement au développement des étapes de fabrication des capteurs intégrés qui constitue un des objectifs majeurs de cette thèse.

## **1 Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN**

### **1.1 Les marques d'alignement**

Le procédé de fabrication des transistors HEMTs commence par la fabrication des marques d'alignement électroniques. Ces marques sont utilisées pour l'alignement des différents niveaux du masque avec une haute précision. Elles sont réalisées au moyen de deux résines électro-sensibles permettant d'obtenir un profil casquette rendant possible le lift-off. Une image prise au MEB d'une marque d'alignement est présentée sur la Figure 1. Il s'agit d'un carré de 8  $\mu\text{m}$  de côté. Les marques d'alignement sont métallisées par évaporation au moyen du séquentiel métallique Molybdène/Nickel/Molybdène (20/40/70 nm). Ce séquentiel métallique est imposé par le procédé de fabrication des HEMTs et notamment par le recuit à haute température des contacts ohmiques ne devant pas entraîner de dégradation de ces marques. En effet, le molybdène et le nickel présentent respectivement des températures de fusion de 2617 et 1450  $^{\circ}\text{C}$ . L'épaisseur de la métallisation permet d'obtenir un contraste important entre la surface de l'échantillon et la surface des marques.

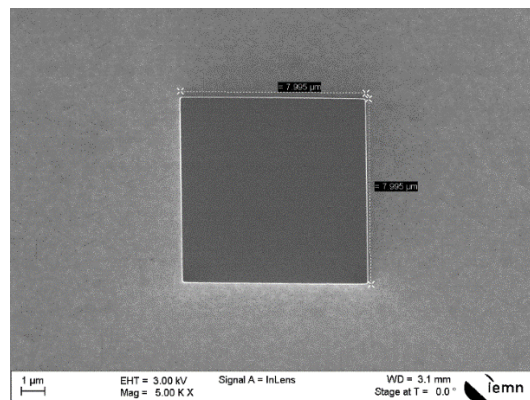


Figure 23 Image MEB d'une marque d'alignement électronique.

### **1.2 Les contacts ohmiques**

#### **1.2.1 Fabrication des contacts ohmiques**

Un contact ohmique est un contact de type métal / semi-conducteur présentant, une caractéristique courant-tension  $I(V)$  linéaire et symétrique. La nature du contact métal / semiconducteur dépend du travail de sortie du métal et du semiconducteur. Dans le cas où le travail de sortie du métal est supérieur à celui du semiconducteur, le contact métal / semiconducteur est ohmique. Les performances des transistors sont très dépendantes de la qualité des contacts ohmiques. La réalisation de composants de puissance hyperfréquence

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

nécessite d'obtenir de faibles résistances d'accès. La résistance totale entre deux contacts ohmiques s'exprime comme suit :

$$R_{Totale} = \frac{2R_c}{W} + \frac{R_{\square}L}{W} \quad (44)$$

où  $R_{\square}$ ,  $R_c$ ,  $L$  et  $W$  correspondent respectivement à la résistance carrée de l'hétérostructure, à la résistance de contact, à la distance entre les contacts et à la largeur des contacts ohmiques. Ainsi, la diminution de la résistance totale nécessite à la fois de diminuer les résistances de contacts et de diminuer la distance entre les contacts ohmiques. Le rapprochement des contacts ohmiques permet également d'obtenir une densité de courant importante et de minimiser le temps de transit des porteurs. De plus, les performances en puissance hyperfréquence des composants sont améliorées lorsque la grille du composant est placée plus près de la source que du drain. En effet, la diminution de la distance grille-source permet de réduire la résistance de source  $R_s$  et ainsi d'augmenter la transconductance des transistors. Afin de définir les contacts ohmiques de source et de drain, la lithographie électronique est utilisée.

Un bicouche de résine (COPO EL 13 %, PMMA 3%) est utilisé pour l'obtention du profil casquette nécessaire au lift-off. Après l'écriture au masqueur électronique et la révélation des motifs, la surface de l'échantillon est désoxydée en utilisant une solution d'acide chlorhydrique diluée dans de l'eau déminéralisée pour supprimer l'oxyde natif dû à l'exposition du semiconducteur à l'air. L'échantillon est ensuite placé sous vide dans le bâti de métallisation par évaporation. Un réacteur permettant de réaliser une gravure IBE (Ion Beam Etching) in-situ est intégré dans le bâti de métallisation. La fine couche de SiN in situ ou le cap de GaN présents sur les échantillons utilisés dans le cadre de cette thèse sont gravés localement sous les contacts ohmiques par IBE (plasma Argon). Cette même gravure est utilisée pour graver la barrière d'AlGaN à 75 % sous les contacts ohmiques permettant ainsi de rapprocher le métal au plus près du gaz d'électrons bidimensionnel sans dégrader la qualité cristalline de la couche de GaN. Les contacts sont ensuite métallisés au moyen du séquentiel métallique Ti/Al/Ni/Au (12/200/40/100 nm) [65], [66], [67].

Le titane, premier métal déposé, est utilisé comme couche d'accroche. Après un recuit rapide à haute température, il forme avec l'azote l'alliage TiN à l'interface métal/semi-

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

conducteur. En effet, l'énergie apportée lors du recuit permet au Ti de remplacer les atomes de gallium ou d'aluminium. Le travail de sortie de cet alliage est inférieur au travail de sortie de l'AlGaN favorisant le passage des électrons par effet thermoïonique. La formation du TiN engendre des lacunes d'azote dans la barrière d'AlGaN. Les lacunes d'azote se comportent comme des centres donneurs. Elles sont responsables d'un ancrage du niveau de Fermi facilitant le passage des électrons par effet tunnel entre le semiconducteur et le métal. La combinaison de l'effet thermoïonique et de l'effet tunnel permet la formation de contacts ohmiques présentant une résistance de contact faible. Une résistance de contact de  $0.2 \Omega \cdot \text{mm}$  a notamment été obtenue par B. Jacobs *et al.* [68]. L'aluminium est utilisé pour former l'alliage Ti-Al. Cet alliage diminue la réactivité entre le GaN et le Ti limitant ainsi la présence de volumes creux causée par migration du gallium. Ces volumes creux ont pour conséquence d'augmenter la résistivité du contact. Le nickel est utilisé pour éviter la formation de composés entre l'or et l'aluminium rendant les contacts friables (peste pourpre) et pouvant engendrer des courts-circuits. La couche en surface est constituée d'or afin d'homogénéiser le courant sur toute la surface des contacts et profiter de son excellente conductivité électrique.

Le recuit RTA (Rapid Thermal Annealing) constitue la dernière étape de la fabrication des contacts ohmiques. Ce recuit à haute température permet la diffusion du métal au plus près du gaz d'électrons et la formation d'alliages diminuant ainsi la résistance de contact. Un recuit RTA est réalisé juste après le lift-off afin d'éviter l'oxydation de la surface et éviter le dépôt d'impuretés sur l'échantillon. Le recuit comporte une première montée en température suivie d'un plateau à  $450^\circ\text{C}$  pendant 30 s. Cette première étape permet de déshydrater l'échantillon et d'enlever toute trace de solvant. Ensuite intervient la montée rapide en température suivie d'un deuxième plateau à  $850^\circ\text{C}$  pendant 30 s. C'est pendant cette étape que le métal diffuse à travers la barrière. L'échantillon est ensuite refroidi permettant à la métallisation des contacts de se stabiliser. Le recuit à très haute température entraîne une augmentation considérable de la rugosité des contacts métalliques et une définition incertaine des flancs de contacts. Ceci peut engendrer des courts-circuits avec le contact de grille notamment dans le cas où la distance source-grille est faible.

### **1.2.2 Caractérisation des contacts ohmiques**

Classiquement, la résistance de contact  $R_c$  est déterminée au moyen de motifs d'échelle TLM (Transmission Line Method) représentés sur la Figure 24.



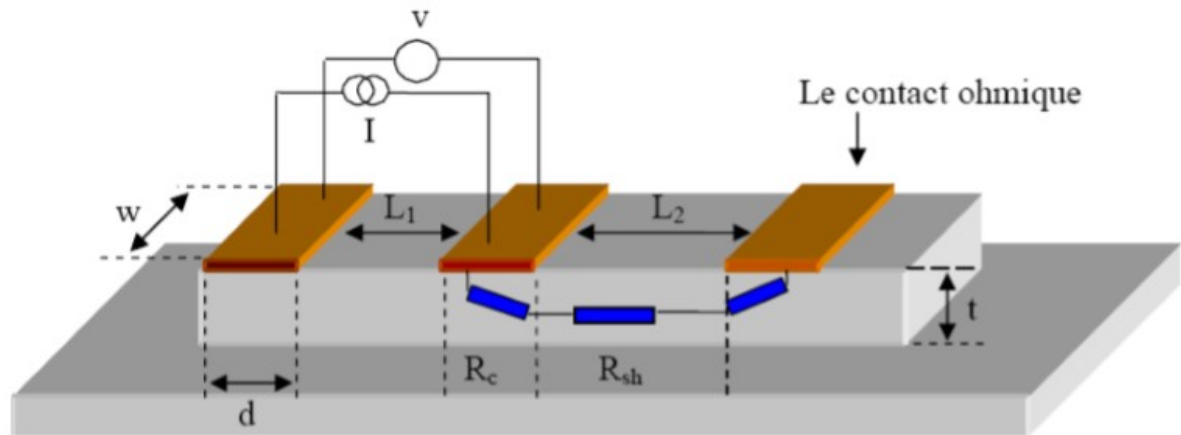


Figure 24 Motifs TLM et mesure de la résistance des contacts par la méthode des 4 pointes.

Les motifs TLM sont formés par plusieurs contacts ohmiques séparés les uns des autres par des distances croissantes. La résistance totale est mesurée entre chaque contact en utilisant la méthode des 4 pointes qui permet de s'affranchir des résistances des pointes de mesure. L'extraction des résistances pour différentes distances permet d'obtenir une droite dont la pente et l'ordonnée à l'origine permettent de déterminer respectivement la résistance carrée  $R_{\square}$  et la résistance de contact  $R_c$  comme le montre l'équation (44).

### 1.3 Isolation des composants

L'isolation des composants permet de délimiter la zone active, c'est-à-dire de délimiter la zone de circulation du courant de drain. Elle assure également l'isolation électrique des transistors entre eux. La Figure 25 représente de manière schématique les contacts ohmiques avant et après isolation.

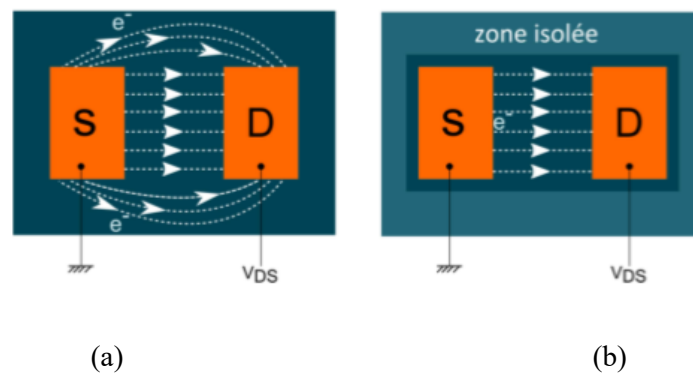


Figure 25 Courant circulant entre les contacts ohmique avant (a) et après (b) implantation

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés***

Typiquement, dans le cas des hétérostructures HEMTs AlGaIn/GaN, des ions hélium, argon, azote ou encore oxygène sont utilisés pour l'isolation par implantation [69], [70], [71]. L'implantation consiste à faire interagir des ions accélérés sous des tensions de l'ordre du kV ou de la centaine de kV, avec le réseau cristallin de l'hétérostructure. L'énergie des ions implantés est suffisamment importante pour détruire la structure cristalline des semi-conducteurs de l'hétérostructure sur une profondeur supérieure où se situe le gaz 2DEG. Dans notre cas, l'implantation ionique est réalisée avec des ions azotes  $N^+$ . Quatre implantations ioniques sont réalisées successivement avec des énergies et des doses surfaciques différentes. Les faibles énergies permettent d'isoler en surface l'hétérostructure. L'augmentation progressive de l'énergie permet d'isoler progressivement la structure en volume. Les énergies ainsi que les doses des quatre implantations ioniques utilisées pour l'isolation sont présentées dans le Tableau 3.

	Energie (keV)	Dose (at/cm <sup>2</sup> )
1 <sup>ère</sup> implantation	20	$0.25 \times 10^{14}$
2 <sup>ème</sup> implantation	50	$1 \times 10^{14}$
3 <sup>ème</sup> implantation	100	$1.5 \times 10^{14}$
4 <sup>ème</sup> implantation	150	$2.5 \times 10^{14}$

Tableau 3 Energies et doses utilisées pour l'implantation des ions azotes

Au cours des différentes implantations ioniques, la zone active des composants est protégée par un bicouche LOR10A/S1828 de résines photosensibles. Après l'alignement, réalisé au moyen d'un aligneur optique et le développement des deux résines optiques, un profil casquette est obtenu. Comme le montre la Figure 26, la résine du dessous (LOR 10A) n'est pas bombardée par les ions azotes lors de l'implantation facilitant ainsi l'enlèvement des deux résines après l'implantation.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés

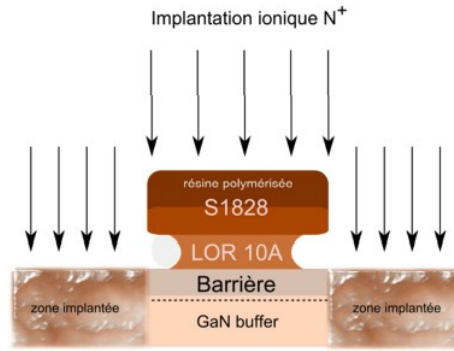


Figure 26 Représentation du bicouche de résine pendant implantation ionique

### 1.4 Le contact de grille

Le contact de grille correspond au contact Schottky du transistor. Il permet d'assurer la modulation de la densité de porteurs du gaz 2DEG. Le caractère Schottky du contact de grille est assuré grâce à l'utilisation d'un métal présentant un travail de sortie élevé comme le nickel (5.15 eV). La géométrie de la grille a un impact très important sur la montée en fréquence des composants. En effet, la fréquence de coupure en courant intrinsèque est inversement proportionnelle au temps de transit des électrons sous la grille comme en témoigne la relation suivante :

$$f_{tint} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (45)$$

où  $\tau$  correspond au temps de transit des électrons sous la grille. Cette expression peut être réécrite comme suit :

$$f_{tint} = \frac{v_{sat}}{2\pi L_g} \quad (46)$$

avec  $v_{sat}$ , la vitesse de saturation des électrons et  $L_g$  la longueur de grille. Cette formule est une expression approchée permettant d'estimer la fréquence de coupure en courant. En effet dans la réalité, la vitesse des porteurs n'est pas constante sous la grille. Notamment, la survitesse des porteurs n'est pas prise en compte dans cette formule. Ainsi la diminution de la longueur de grille a pour conséquence de théoriquement augmenter les performances fréquentielles des composants. Toutefois, la diminution de la longueur  $L_g$  a également pour

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés*

conséquence notable d'augmenter la résistance de grille engendrant une diminution des performances fréquentielles des transistors.

La fabrication de grilles en Té permet à la fois de diminuer la longueur de la grille et de diminuer sa résistance en augmentant la surface du contact. Le procédé de fabrication des grilles en Té utilisé au cours de ces travaux de thèse a été développé lors des travaux de recherche du Dr Philippe Altuntas [72]. Ses travaux de recherche avaient pour but d'optimiser le procédé de fabrication développé par le Dr François Lecourt [73] sur des hétérostructures obtenues par croissance MOCVD et MBE sur silicium (111) hautement résistif. La fabrication des grilles en Té repose sur l'utilisation d'un tricouche de résines électrosensibles. Le tricouche de résines est constitué de la PMMA 3% 495 K permettant d'obtenir un profil casquette, de la PMMA (MAA 3%) qui permet d'obtenir le chapeau de grille et enfin de la PMMA 4% 950 K utilisée pour définir le pied de grille. L'écriture des résines est réalisée au masqueur électronique. La Figure 27 représente les étapes technologiques utilisées pour la fabrication des grilles en Té. Une fois le tricouche de résines déposé, la première étape de fabrication consiste à écrire au masqueur électronique les deux premières résines (PMMA 3% 495 K, PMMA (MAA 3%)) du tricouche permettant ainsi de définir le chapeau de la grille. Les résines sont ensuite révélées (Figure 27 (b)). Il s'ensuit l'écriture au masqueur de la dernière résine du tricouche (PMMA 4% 950 K) puis la révélation de la résine permettant de définir le pied du contact de grille (Figure 27 (c), (d)).

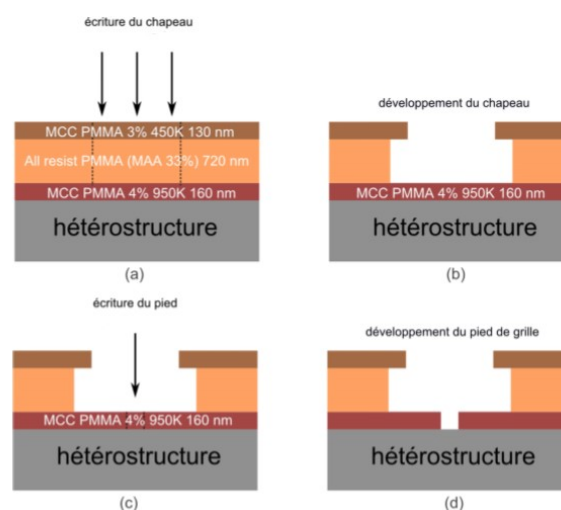


Figure 27- Description du procédé de fabrication de la grille en Té, écriture du chapeau de grille (a), développement du chapeau (b), écriture du pied de grille (c), développement du pied (d).

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

Après la définition du motif du pied de grille et avant la métallisation, une désoxydation à l'acide chlorhydrique dilué dans l'EDI est réalisée pendant 1min 30 s suivie par un rinçage de 10 s dans l'EDI. Comme pour la fabrication des contacts ohmiques, la désoxydation a pour objectif d'éliminer les oxydes natifs présents à la surface de l'échantillon. La grille est métallisée en utilisant le séquentiel métallique Ni/Au (40/300nm). La Figure 28 représente schématiquement le procédé de métallisation de la grille. La Figure 29 représente une image MEB du contact métallisé permettant d'observer la bonne définition du pied de grille assurant le contact avec le semiconducteur.

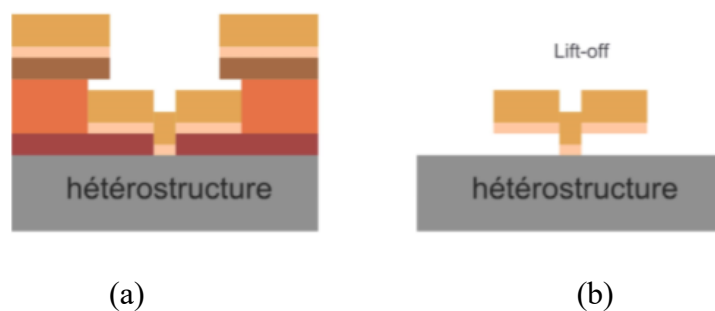


Figure 28 Représentation de la métallisation du contact grille (a) et du contact de grille après lift off (b).

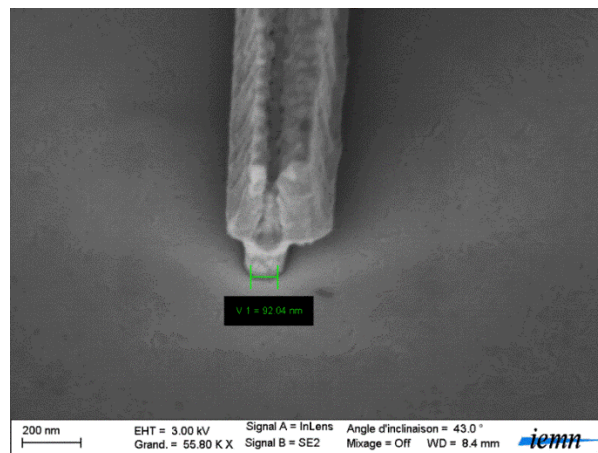


Figure 29 Zoom sur un contact de grille métallisé

## **1.5 La passivation**

### **1.5.1 Le rôle de la passivation**

La couche de passivation a classiquement pour rôle de protéger les composants et de réduire l'impact des pièges sur leur fonctionnement [74]. A la surface, la rupture du réseau cristallin

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

donne naissance à des liaisons pendantes. Ces liaisons peuvent être à l'origine d'une migration des électrons de la grille vers le drain créant ainsi une extension de la grille dans l'espace grille-drain. Ce phénomène connu sous le nom de grille virtuelle dégrade considérablement les performances des composants. La manière de remédier à ce phénomène physique consiste à combler les liaisons pendantes en passivant la surface pour la rendre électriquement inactive. La passivation permet aussi de protéger le composant des impuretés et des agressions extérieures comme l'oxydation de la couche d'AlGaN.

Dans le cadre de cette thèse, une passivation  $\text{Si}_3\text{N}_4$  est utilisée, celle-ci est déposée par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). Ici, l'épaisseur de passivation est fixée à 100 nm comme en témoigne la vue en coupe représentée sur la Figure 30, le choix de cette épaisseur sera discuté plus loin dans le manuscrit. Le capteur de température sera déposé au-dessus de la couche de diélectrique.

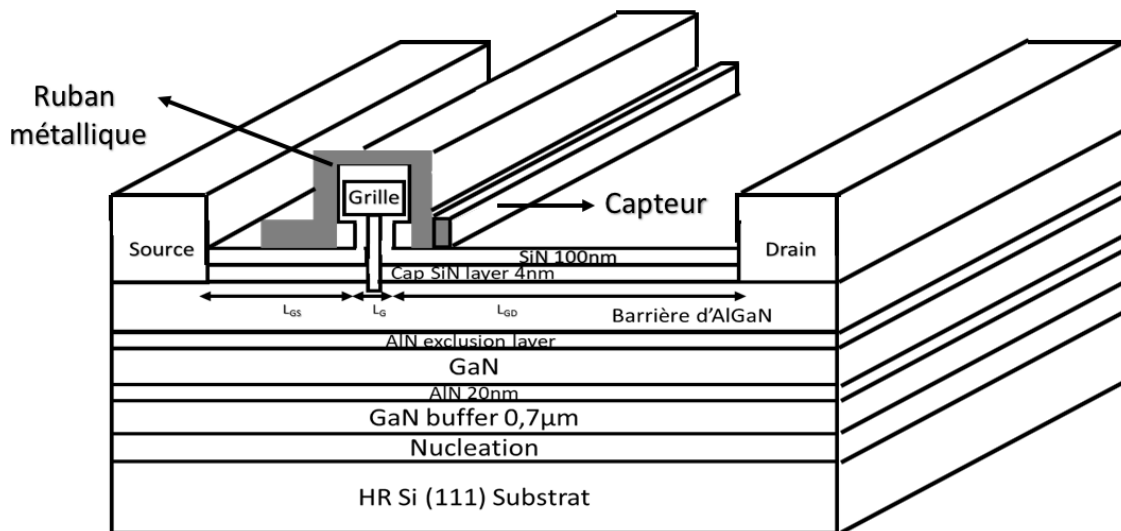


Figure 30 Représentation schématique d'une vue en coupe d'un capteur intégré dans un transistor HEMT AlGaN/GaN

Les rubans métalliques représentés sur la Figure 30 permettront de relier le capteur, intégré dans la zone active du transistor, aux plots de mesure localisés à l'extérieur de la zone active du composant (point détaillé dans la partie 2.2.2). Ils doivent donc passer au-dessus de l'électrode de grille comme le montre la vue d'avion représentée sur la Figure 31.

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés*

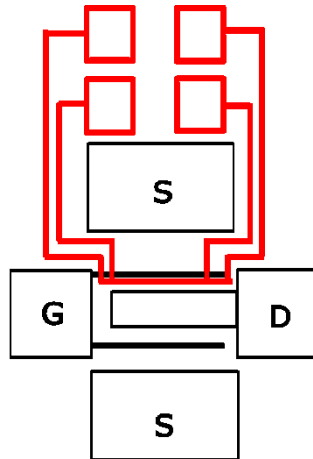


Figure 31 Représentation schématique d'un capteur intégré dans la zone active d'un transistor HEMT (vue d'avion)

L'isolation électrique entre les rubans métalliques et l'électrode de grille est assurée par la passivation. La passivation permet également d'isoler électriquement le capteur du semiconducteur. Elle est également utilisée pour minimiser l'influence du capteur sur le comportement électrique statique et sur les performances fréquentielles du transistor. Afin que le capteur ne perturbe pas le comportement électrique du transistor, il ne doit pas se comporter comme une électrode supplémentaire, ou comme une deuxième grille, dans l'espace grille drain. Il est également nécessaire que les couplages capacitifs entre les rubans métalliques et le transistor soient minimisés pour éviter la dégradation des performances fréquentielles du composant. Le design du capteur devra notamment être optimisé pour minimiser les capacités dues au passage des rubans métalliques au-dessus de la grille.

Le capteur étant déposé sur la couche de passivation, il est donc important de préciser ici que les températures au-dessus et en dessous de la couche de passivation sont proches l'une de l'autre. Ceci a été démontré par des simulations en 3 dimensions réalisées au cours des travaux de recherche d'O. Arenas [75]. Ce résultat est explicable par le fait que la couche de passivation est suffisamment mince pour que le gradient de température entre le dessus et le dessous de la couche de passivation soit négligeable. De plus, les simulations thermiques ont montré que les transferts de chaleur par convection et par rayonnement sont négligeables par rapport au mécanisme de conduction. La surface des composants est donc souvent considérée comme adiabatique justifiant encore davantage le faible gradient de température entre le dessus et le dessous de la couche de passivation. En effet, en considérant la surface du composant adiabatique, et en considérant le modèle thermique simplifié unidirectionnel d'un

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

transistor représenté sur la Figure 32, le flux de chaleur se propageant du point chaud vers la surface du composant est nul. Ainsi par application de la loi d'ohm thermique, la température à la surface du composant  $T_s$  est donc identique à celle à la température du point chaud du composant  $T_c$ .

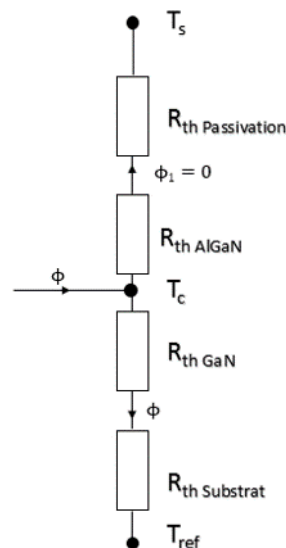


Figure 32 Modèle thermique unidirectionnel d'un HEMT AlGaN/GaN [76]

### **1.5.2 Le prétraitement de surface**

Un prétraitement au protoxyde d'azote ( $N_2O$ ) est réalisé avant de passiver les composants. Ce prétraitement a pour objectif de combler en partie les lacunes d'azote et d'éliminer les espèces étrangères ce qui permet de réduire les courants de fuite [77]. Le plasma azote réagit avec les atomes de carbone et les halogènes [78] et le plasma oxygène réagit avec les atomes de carbone [79].

### **1.5.3 Dépôt de la passivation**

Les transistors fabriqués au cours de ces travaux de thèse sont passivés au moyen d'un dépôt par PECVD (Plasma-Enhance-Chemical-Vapor-Deposition) de 100 nm de  $Si_3N_4$ . Après le dépôt par PECVD, un recuit à 400 °C pendant 20 minutes permet de stabiliser la passivation. Les caractéristiques  $I(V)$  de contacts ohmiques réalisés sur l'échantillon CC0016 ont été mesurées avant et après passivation. L'hétérostructure de l'échantillon CC0016 est présentée



## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés

sur la Figure 33. Les propriétés de transport des porteurs, mesurées par effet Hall, sont données dans le Tableau 4 .

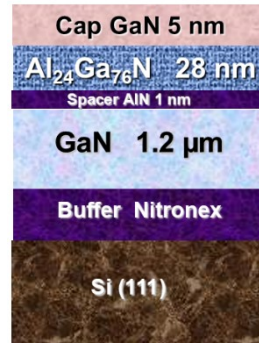


Figure 33-Hétérostructure de l'échantillon CCOO16

Résistance carrée ( $\Omega$ )	584
Mobilité ( $\text{cm}^2/\text{V.s}$ )	1240
$n_s (\times 10^{13} \text{ cm}^{-2})$	0.8

Tableau 4 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0016

La Figure 34 représente les caractéristiques I(V) des contacts avant et après passivation.

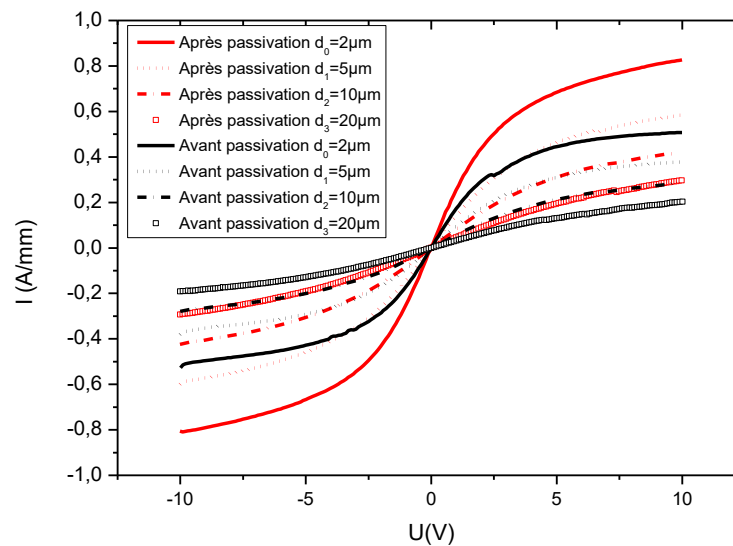


Figure 34 Caractéristique I(V) des contacts ohmiques séparés par une distance  $d_i$  avant et après passivation

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

La Figure 34 met en exergue que le prétraitement ainsi que la passivation permettent d'améliorer les propriétés de transport de l'hétérostructure et donc le courant circulant entre les contacts ohmiques.

### **1.6 Plots d'épaissement**

La fabrication des plots d'épaissement constitue la dernière étape de fabrication des transistors. Ces derniers sont utilisés pour caractériser électriquement les composants sous aiguilles ou sous pointes coplanaires. Avant la fabrication des plots, la passivation doit être gravée localement pour accéder aux contacts ohmiques et Schottky du transistor. Une étape de lithographie optique est nécessaire pour définir les emplacements des futurs plots d'épaissement. Un plasma RIE de gaz  $\text{CH}_3/\text{CHF}_4$  permet de réaliser la gravure du  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Une deuxième étape de lithographie optique est ensuite nécessaire avant de métalliser les plots. Les plots sont métallisés en utilisant le séquentiel métallique Ti/Au (100/400nm). Le titane est utilisé comme couche d'accroche et l'or, grâce à sa bonne conductivité électrique, améliore la qualité du contact électrique. Le design des lignes d'accès coplanaires aux transistors a été optimisé pour présenter une impédance caractéristique de  $50\ \Omega$ . La Figure 35 représente des images au microscope optique de transistors en fin de procédé de fabrication avec des lignes d'accès coplanaires.

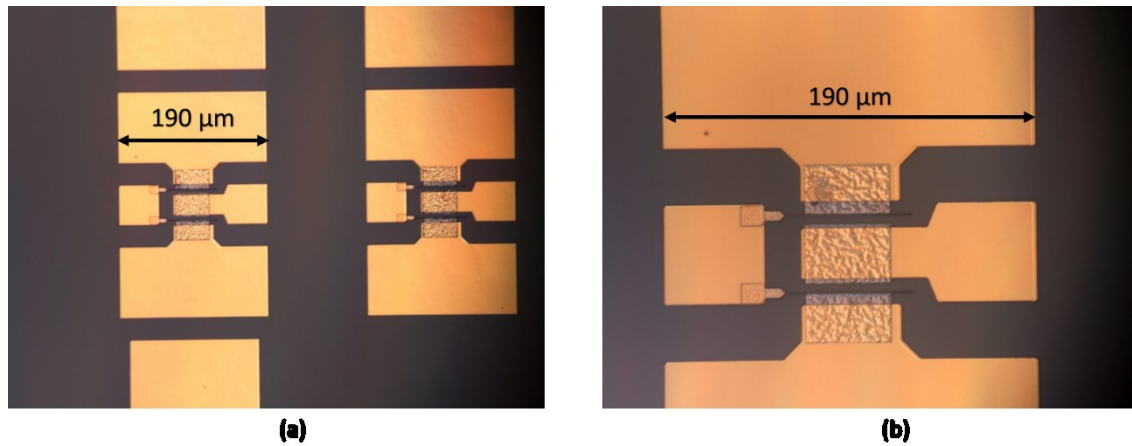


Figure 35 Image optique de la vue d'ensemble de transistors HEMT (a), zoom sur la zone active du composant (b).

Une fois le procédé de fabrication des transistors terminé, le défi technologique a consisté à intégrer les capteurs de température directement dans la zone active des composants.

## 2. Procédé de fabrication des capteurs de température

Dans un premier temps, différentes considérations relatives à la conception des capteurs seront exposées. Suite à cela, nous présenterons en détail les étapes du procédé d'intégration des capteurs dans les transistors HEMTs AlGaIn/GaN.

### 2.1 Localisation du point chaud des HEMTs

La Figure 36 représente l'énergie des électrons circulant au sein d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN ainsi que la répartition de la température dans le composant obtenues à partir du modèle physico-thermique développé par M. Rousseau *et al.* [80]. Les simulations ont été réalisées pour un transistor sur substrat SiC au point de polarisation ( $V_{DS} = 10V, V_{GS} = 0$ ).

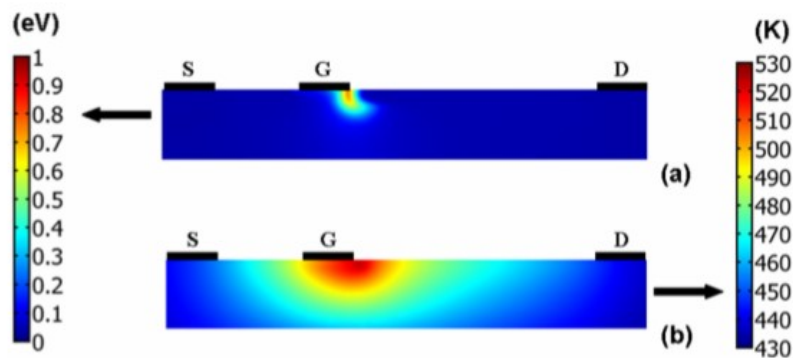


Figure 36 Température et énergie des électrons obtenues à partir d'un modèle physico-thermique développé sous COMSOL [80]

La Figure 36 montre que l'énergie des électrons est maximale en sortie de grille côté drain ce qui est une conséquence du pic de champ présent à cet emplacement. La simulation met en exergue le fait que la zone de température maximale soit très localisée, d'où la désignation de cette zone sous le nom de point chaud. Comme expliqué dans le chapitre précédent, la température du composant est très dépendante du substrat utilisé pour la croissance comme en témoignent les simulations thermiques de motifs TLM réalisées par X. Tang [81] et représentées sur la Figure 37.

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

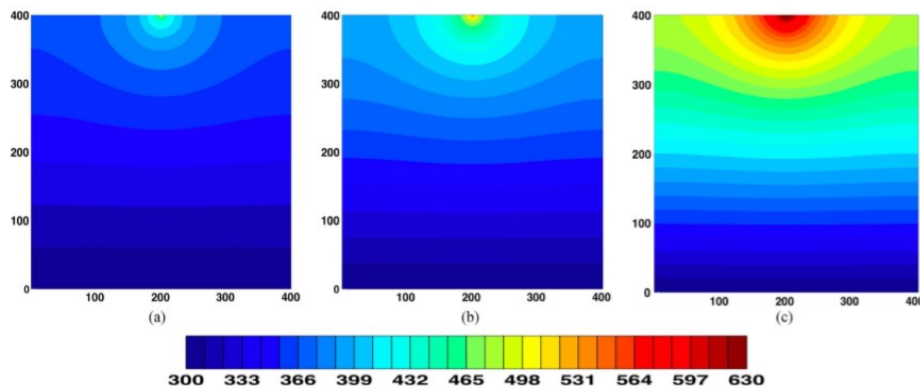


Figure 37 Profil de température de contacts ohmiques sur une hétérostructure AlGaN/GaN polarisée à 10 V sur (a) SiC, (b) Si, (c) Saphir [82].

Afin que la température extraite soit la plus proche possible de la température maximale, il est nécessaire que le capteur soit placé au plus près de la grille. Plusieurs contraintes technologiques doivent être résolues pour y parvenir.

## **2.2 Contraintes liées à l'intégration du capteur**

### **2.2.1 Minimisation de l'influence du capteur sur le fonctionnement des transistors**

Il est nécessaire que l'influence des capteurs sur les performances statiques et fréquentielles des composants soit la plus faible possible. Pour ce faire, comme précédemment évoqué (partie 1.5 de ce chapitre), le capteur doit être déposé sur la couche de passivation pour éviter qu'il ne se comporte comme une électrode supplémentaire dans l'espace grille-drain et ne perturbe le comportement statique et les performances fréquentielles des transistors. De plus, il est nécessaire de réduire les couplages capacitifs entre les capteurs et les transistors ce qui peut conduire à dégrader les performances fréquentielles des composants. Ainsi, un design de capteurs spécifique a été développé.

### **2.2.2 Design des capteurs**

La Figure 38 représente le design d'un capteur de température résistif. On désigne ce capteur par : capteur de base. Il s'agit d'une résistance (ruban métallique) à laquelle deux plots métalliques sont connectés pour permettre la mesure sous aiguilles.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés

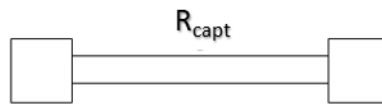


Figure 38 Capteur de température résistif de base

L'emplacement de ces plots est une contrainte technologique majeure puisque l'unique manière d'intégrer ce type de capteur, sans modifier la topologie des transistors, consiste à déporter ces plots à l'extérieur de la zone active (Figure 39).

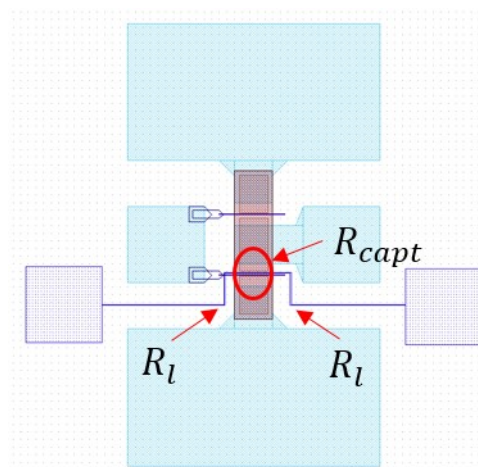


Figure 39 Layout d'un capteur de base intégré dans un transistor présentant des lignes d'accès coplanaires

La zone la plus chaude du composant est très localisée. A titre d'exemple, le point chaud du composant a été modélisé par un rectangle de  $0.75 \mu\text{m}$  de long par L. Baczkowski *et al.* [83]. La Figure 40 représente une image infrarouge d'un transistor HEMT AlGaN/GaN permettant d'observer l'aspect très localisé du point chaud du composant.

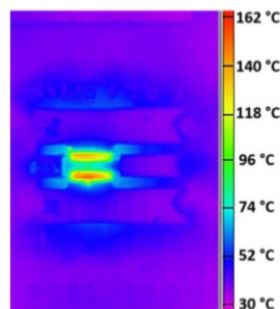


Figure 40 Image infrarouge d'un HEMT  $2 \times 150 \times 0.1 \mu\text{m}^2$  ( $V_{GS}=0\text{V}$ ,  $V_{DS} 8\text{V}$ ) [72]

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés***

Ainsi, la température extraite au moyen du capteur représenté sur la Figure 39 risque d'être très éloignée de la température de fonctionnement maximale du composant sous test. La méthode utilisée peut conduire à sous-estimer la température maximale de fonctionnement du transistor.

Si on suppose que la température est identique le long du capteur, elle risque d'être sous-estimée. On désigne par  $R_T(T)$  la résistance totale du capteur. Elle s'exprime par la relation suivante :

$$R_T(T) = R_{capt}(T) + 2R_l(T) \quad (47)$$

où  $R_{capt}(T)$  correspond à la résistance du capteur intégrée dans la zone active du composant et  $R_l(T)$  correspond à la résistance entre  $R_{capt}(T)$  et un plot de mesure comme représenté sur la Figure 39.

La première étape de la mesure consiste à calibrer le capteur, c'est-à-dire à déterminer l'évolution de la résistance du capteur en fonction de la température. Une fois la réponse en température du capteur connue, la résistance du capteur  $R_{capt}$  est mesurée lorsque le transistor est en régime de fonctionnement. Lors de la procédure de calibration la résistance totale du capteur augmente sous l'effet de la température imposée. En revanche, si un gradient de température existe entre la zone active et les plots de mesure déportés, seulement une partie de la résistance totale du capteur chauffera sous l'effet de la puissance dissipée par le composant, Ainsi, la résistance mesurée lors du fonctionnement du composant sera donc attribuée à une température plus faible que la température de fonctionnement réelle. Compte tenu de la longueur de la résistance totale par rapport à la résistance intégrée, il est probable que la température extraite soit sous-estimée de plusieurs dizaines de degrés.

Il est cependant pertinent de se demander s'il est possible de déterminer la température de fonctionnement du composant au moyen du capteur de base en présence de ce gradient de température. En supposant, en première approximation, que les résistances  $R_l$  ne s'échauffent pas lorsque le composant est polarisé, la variation de la résistance totale est uniquement due à la variation de la résistance du capteur, le terme  $2R_l(T)$  est alors constant. Ainsi, la variation de la résistance totale mesurée est donc égale à :

**Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés**

$$\Delta R_{Tot} = R_{capt}(T_f) - R_{capt}(T_{ref}) \quad (48)$$

avec  $T_f$  la température du composant à un point de polarisation quelconque et  $T_{ref}$  une température de référence imposée. A partir de la connaissance de la réponse en température de la résistance totale, il est possible de déterminer la réponse en température de la résistance  $R_{capt}(T)$ . Les deux réponses sont en effet strictement proportionnelles. Le rapport de proportionnalité correspond au rapport entre la longueur de la résistance totale et la résistance du capteur. Dans l'hypothèse où la réponse du capteur est linéaire en fonction de la température, l'élévation de température due à la puissance dissipée par le composant est donnée par :

$$\Delta T_1 = \frac{\Delta R_{Tot}}{S} = \frac{R_{capt}(T_f) - R_{capt}(T_{ref})}{S} \quad (49)$$

Le terme S correspond à la sensibilité du capteur qui s'exprime comme suit :

$$S = \frac{dR_{capt}(T)}{dT} \quad (50)$$

$$S = \frac{d(R(T_{ref})(1 + \alpha(T - T_{ref})))}{dT} \quad (51)$$

$$S = \alpha R(T_{ref}) \quad (52)$$

La température extraite est alors identique à celle extraite en mesurant uniquement la résistance  $R_{capt}$ . Si à présent, dans l'hypothèse plus réaliste où les lignes d'accès au capteur s'échauffent, la variation de la résistance totale est donnée par :

$$\Delta R_{Tot} = R_{capt}(T_f) - R_{capt}(T_{ref}) + 2(R_l(T_f) - R_l(T_{Ref})) \quad (53)$$

L'élévation de température mesurée s'exprime alors dans ce cas comme suit :

$$\Delta T_2 = \frac{\Delta R_{Tot}}{S} = \frac{R_{capt}(T_f) - R_{capt}(T_{ref}) + 2(R_l(T_f) - R_l(T_{Ref}))}{S} \quad (54)$$

$$\text{avec } R_l(T_f) - R_l(T_{Ref}) > 0$$

## **Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés**

Ainsi, la température mesurée sera surestimée. La surestimation de température s'exprime comme suit :

$$\Delta T_2 - \Delta T_1 = \frac{2 \left( R_l(T_f) - R_l(T_{Ref}) \right)}{S} \quad (55)$$

Il n'est pas trivial d'estimer la surestimation de la température mesurée. En effet, la distance sur laquelle les rubans métalliques s'échauffent dépend de la distance entre la zone active des composants et des plots de mesure du capteur. Elle dépend également de la géométrie des lignes d'accès au capteur, du métal utilisé ainsi que de la puissance dissipée par le composant et de sa résistance thermique. Afin d'obtenir une mesure précise, il est nécessaire de considérer uniquement la résistance du capteur intégré, c'est-à-dire la résistance  $R_{capt}(T)$ . Une manière de procéder est représentée sur la Figure 41.

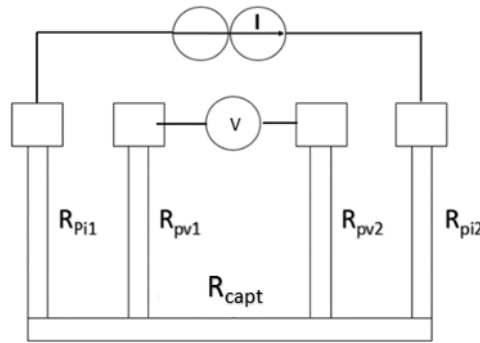


Figure 41 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes et principe de la mesure de la résistance du capteur

Ce type de capteur est basé sur la méthode des 4 pointes. Un courant  $I$  de faible valeur, limitant l'auto-échauffement du capteur, est imposé entre deux plots métalliques. L'impédance interne du générateur étant très grande, son influence sur la résistance mesurée est négligeable. Une étude portant sur l'influence du courant  $I$  sur l'auto-échauffement du capteur est décrite dans la partie 2.3.2 de ce chapitre. La tension aux bornes de la résistance du capteur est mesurée en utilisant les deux autres plots. Le voltmètre présente une impédance d'entrée très grande ce qui implique que le courant circulant dans les résistances  $R_{pv1}$  et  $R_{pv2}$  est négligeable. Ainsi, la tension mesurée correspond à la tension aux bornes de la résistance  $R_c$  ce qui constitue la manière la plus précise de mesurer une résistance. Le capteur basé sur la



## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

méthode des 4 pointes est le seul design qui permet à la fois l'intégration des capteurs au niveau de la zone active des composants et d'extraire avec précision la température des composants en fonctionnement.

### **2.2.3 Diminution de la largeur du capteur**

Les capteurs de température sont intégrés dans des composants destinés à des applications de puissance hyperfréquence. Ainsi, compte tenu de la faible longueur  $L_{GD}$  (de l'ordre de quelques micromètres), les capteurs doivent présenter une largeur sub-micrométrique. Pour ce faire, ils seront réalisés grâce à la lithographie électronique permettant d'atteindre des dimensions sub-micrométriques. La diminution de la largeur des capteurs offre l'avantage d'améliorer la précision sur la température mesurée. En effet, une largeur plus petite du capteur induit une diminution du gradient de température sous sa surface. Ainsi, la température mesurée est théoriquement plus proche de la température de fonctionnement maximale du transistor. La diminution de la largeur des capteurs permet également de minimiser les couplages capacitifs entre le capteur et la grille en diminuant les capacités dues au passage des rubans métalliques au-dessus de la grille.

La miniaturisation des capteurs peut, potentiellement, conduire à augmenter leur auto-échauffement engendrant une surestimation de la température mesurée. Elle risque en effet d'augmenter de manière importante la résistivité du métal utilisé pour la fabrication des rubans métalliques des capteurs. Cet effet de couche mince est classiquement modélisé dans la littérature par des modèles analytiques de Fuchs-Soundheimer ou de Mayadas-Shatzkes [84]. Il est cependant utile de souligner ici que la sensibilité des capteurs à la température est proportionnelle à leur résistance. Ainsi, une étude a été menée (partie 2.3 du chapitre) afin de trouver des compromis permettant d'obtenir des capteurs présentant une sensibilité importante et un auto-échauffement faible, inférieur au degré Celsius.

## **2.3 Procédé de fabrication des capteurs**

Cette partie est dédiée à la description du procédé technologique utilisé pour l'intégration des capteurs de température dans les transistors HEMTs AlGaN/GaN. Nous allons tout d'abord donner une vue d'ensemble de ce procédé avant de décrire plus exhaustivement chacune d'entre elles.

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

### **2.3.1 Vue d'ensemble du procédé d'intégration des capteurs de température dans les transistors HEMTs AlGaN/GaN.**

Par souci de clarté, nous présentons ici les principales étapes technologiques nécessaires à la réalisation des capteurs, sans mentionner, dans un premier temps, les paramètres technologiques mis en jeu. Le procédé d'intégration des capteurs comporte deux étapes technologiques principales : la définition des rubans métalliques constituant la partie résistive du capteur et la définition des plots d'accès nécessaires à la caractérisation des capteurs. Nous présentons le déroulement de ces étapes schématiquement dans le Tableau 5.

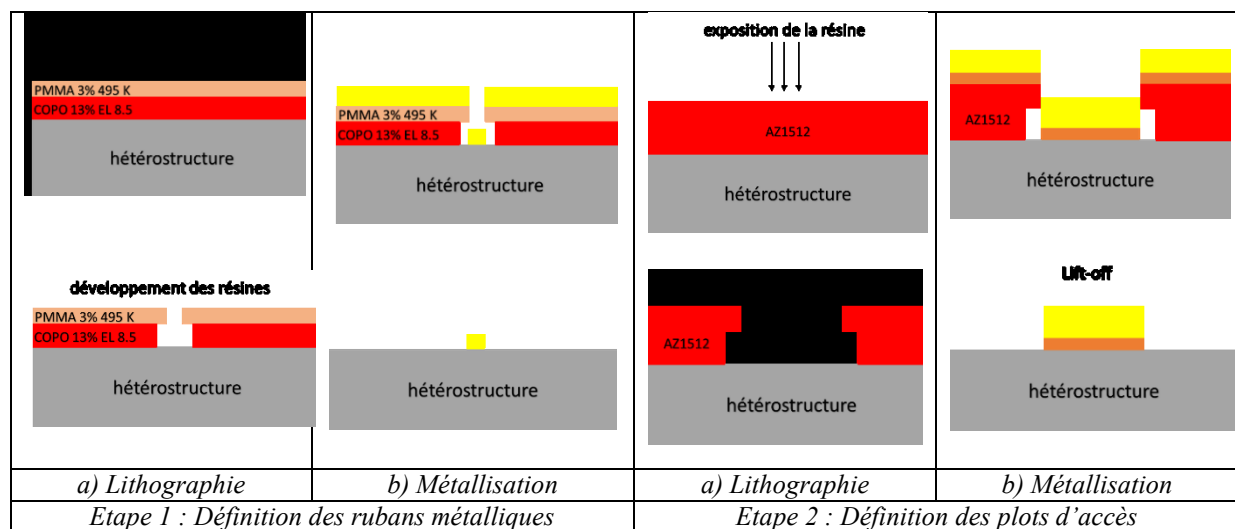


Tableau 5 Description du procédé de fabrication des rubans métalliques et des plots d'accès des capteurs

Différentes optimisations, présentées ensuite, ont été effectuées tout au long de cette étude, avec pour objectif la définition d'un procédé d'intégration de capteurs fiable et compatible avec la technologie du transistor. Nous présentons donc dans la suite les détails et l'optimisation de l'étape de lithographie électronique utilisée pour la définition des rubans métalliques, de l'étape de métallisation de ces rubans et des étapes nécessaires à la fabrication des plots d'accès.

### **2.3.2 Optimisation de l'étape de lithographie électronique pour la définition des rubans métalliques**

L'objectif est ici de définir un procédé de lithographie électronique permettant d'obtenir des rubans de 200nm de largeur au-dessus de la passivation du transistor au niveau de la sortie de grille du transistor. Nous devons donc définir les paramètres de lithographie nécessaires pour l'obtention de ces motifs. Pour ce faire, il faut définir la dose d'insolation (quantité d'électrons reçue par unité de surface lors de l'écriture au masqueur). La tension du faisceau électronique est de 100kV, la résolution de l'écriture électronique utilisée est de 25nm. Dans un premier temps, un bicouche de résines électrosensibles (COPO EL 13 %, PMMA 3%) est déposé sur l'échantillon. Un recuit sur plaque à 180°C après chaque dépôt de résine est effectué permettant l'évaporation des solvants. Un test de variation de doses a été réalisé permettant de définir la dose optimale d'écriture pour obtenir des rubans métalliques de 200 nm de largeur. Les paramètres de révélation du bicouche de résines étaient inchangés lors du test de variations de doses, la révélation se faisant dans un mélange de MIBK et IPA (1 : 2).

Des observations au microscope électronique à balayage ont été effectuées afin de visualiser l'influence de la dose d'écriture sur le profil du masque de résine. De ces observations, nous avons conclu que la dose optimale d'écriture se situe à  $320\mu\text{C}/\text{cm}^2$ . Les paramètres de lithographie ainsi définis permettent d'obtenir une bonne définition du masque de résine respectant le design des capteurs et présentant un profil casquette utile pour le lift-off qui interviendra après la métallisation des rubans.

### **2.3.3 Optimisation de l'étape de métallisation des rubans**

Ce paragraphe est consacré à la mise au point de l'étape de métallisation des rubans constituant le capteur de température. Pour les premiers essais, une métallisation par évaporation sous vide de 100 nm de nickel est utilisée. Le choix du nickel a fait l'objet d'une étude présentée dans la partie 2.4 du chapitre. Des capteurs de longueurs 25 et 50  $\mu\text{m}$  ont été fabriqués et seront ensuite intégrés dans des transistors de développement respectifs :  $2\times 25$  et  $2\times 50$   $\mu\text{m}$ . Comme le montre l'image MEB sur la Figure 42, des ruptures de métallisation ont été observés lors du passage du ruban au-dessus du dénivelé créé par le relief des accès de grille. Ceci est attribué à une épaisseur fine de métallisation et à la technique de dépôt par évaporation ne permettant pas la conformabilité du métal sur les reliefs.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés

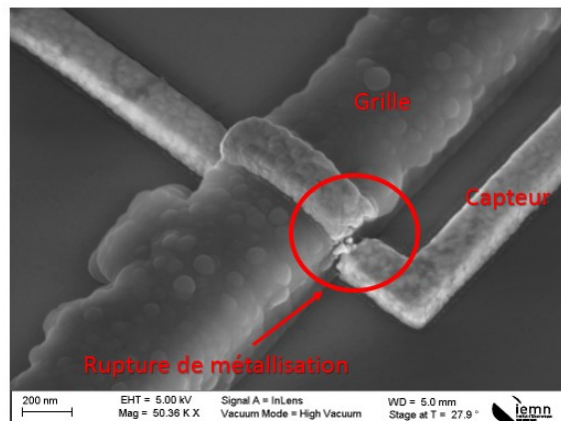


Figure 42 Image MEB d'une rupture de métallisation constatée lors du passage du ruban métallique au-dessus du dénivelé créé par le relief de grille.

Compte tenu de ces observations, l'épaisseur du dépôt métallique a été doublée jusqu'à une épaisseur de 200 nm. De plus, afin d'améliorer la conformabilité du métal, l'échantillon est incliné et est soumis à une rotation pendant le procédé de dépôt métallique. Une image MEB de la métallisation ainsi obtenue est présentée sur la Figure 43.

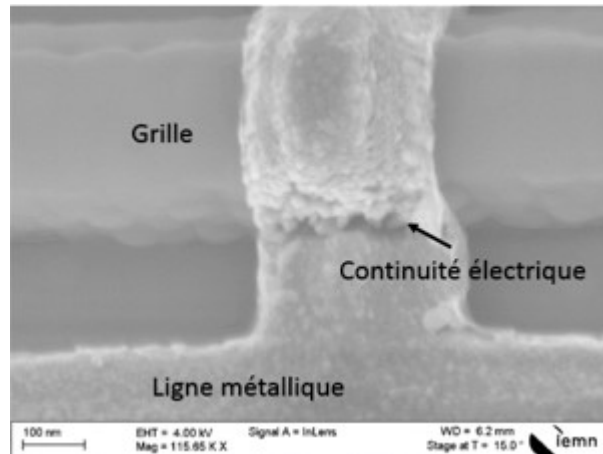


Figure 43 Image MEB montrant la continuité de la métallisation des rubans métalliques lors du passage au-dessus du dénivelé créé par le relief de grille

Le défaut de rupture de métallisation observé sur l'essai précédent semble corrigé. Nous observons un dépôt conforme du métal sur le dénivelé lié au relief de grille. Le problème est résolu sur la majorité des composants présents sur la plaque mais semble persister à certains endroits (rupture de métallisation ou métallisation partielle). On peut souligner ici que

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

l'augmentation de l'épaisseur de la métallisation du capteur a pour conséquence de diminuer sa résistance électrique ce qui a également pour conséquence notable de diminuer sa sensibilité. Une optimisation plus poussée de cette étape est nécessaire pour fiabiliser le procédé mais était incompatible avec les échéances temporelles de ce travail de thèse. En cas de métallisation partielle, la résistance des rubans métalliques sera élevée et le passage d'un courant, même de faible intensité, conduira à une forte densité de puissance dissipée menant à un auto-échauffement potentiellement très important pouvant causer leur destruction.

### **2.3.4 Etape de fabrication des plots d'accès des capteurs**

La dernière étape correspond à la fabrication des plots d'accès permettant la caractérisation des capteurs. Un procédé basé sur la lithographie optique semblable à celui employé pour la fabrication des plots d'accès des transistors est utilisé. Les plots sont métallisés en utilisant le séquentiel métallique Ti/Au (100/400nm). Ainsi, les plots sont suffisamment épais pour permettre la pose des aiguilles nécessaire pour caractériser électriquement les capteurs. La Figure 44 représente une image MEB des plots d'accès reliés au ruban métallique.

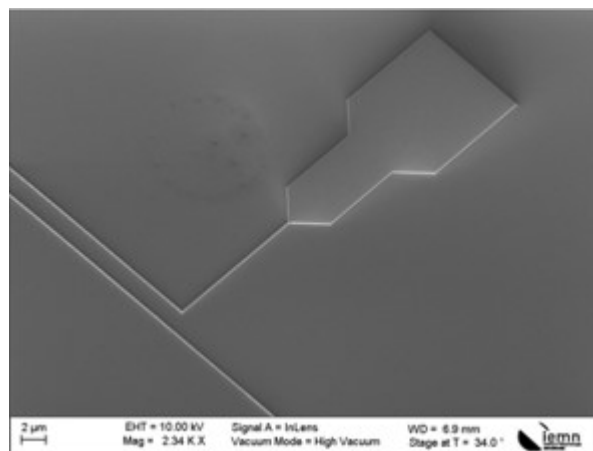


Figure 44 Image MEB d'un plot d'accès permettant la caractérisation des capteurs

### **2.3.5 Conclusion**

Nous avons défini un procédé d'intégration de capteur de température de faibles dimensions dans des transistors HEMTs dédiés à des applications hyperfréquences. Sur la Figure 45, nous présentons les dispositifs obtenus à la fin du procédé. Sur la Figure 45 (a), nous pouvons voir le capteur intégré au transistor avec les plots d'accès déportés. Sur la Figure 45 (b), un zoom sur la zone active du composant est présenté, permettant d'apprécier les dimensions ultimes du capteur au regard des dimensions du transistor.

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

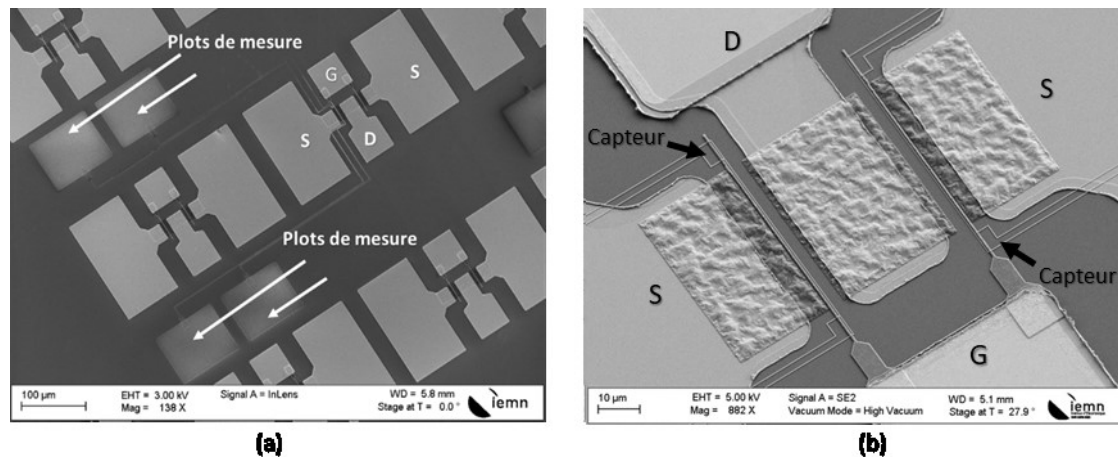


Figure 45 (a) Capteur de température intégré dans un transistor de type HEMT AlGaN/GaN, (b) zoom sur la zone active du composant

Il est important de préciser ici que le design développé minimise le couplage capacitif entre le capteur et le transistor. En effet, le design du capteur permettant de placer les plots de mesure à l'extérieur de la zone active du transistor, le positionnement du capteur au-dessus de la couche de passivation (100 nm) et la faible largeur des capteurs (200 nm) permettent de limiter la valeur de la capacité causée par le passage des rubans métalliques d'accès au capteur au-dessus de la grille. La valeur de cette capacité est estimée dans le chapitre 3 du manuscrit (partie 1.2.2.2).

## **2.4 Etude de l'influence des paramètres technologiques sur le fonctionnement des capteurs**

### **2.4.1 Influence de la métallisation (Pt, Ni ou Au) du capteur → Choix du Ni**

Une comparaison des performances des capteurs en fonction du choix de la métallisation est présentée dans cette partie. Une étude a été menée pour déterminer quel métal, le platine, le nickel ou l'or permet d'obtenir des capteurs présentant la meilleure sensibilité. Les caractéristiques théoriques (Résistivité et TCR : Temperature Coefficient of Resistance) de ces trois métaux sont présentées dans le Tableau 6.

	Pt	Ni	Au
Résistivité $\Omega.m \times 10^{-8}$	10.2	6.8	2.2
TCR en $^{\circ}C^{-1} \times 10^{-3}$	3.9	6.4	3.9

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

Tableau 6 Résistivité et TCR du Platine du Nickel et de l'Or [85]

Le platine est très souvent utilisé pour la fabrication de capteurs de température. Il présente en effet une réponse en température linéaire sur une large plage de températures, comprise théoriquement entre -250°C et 1000°C [86]. Sa résistivité relativement élevée par rapport aux autres métaux permet d'obtenir des capteurs très sensibles à la température. L'or présente une résistivité inférieure à celle du platine et un TCR du même ordre de grandeur. Les capteurs en or devraient donc théoriquement présenter une sensibilité plus faible que les capteurs de platine ; il sera possible de le vérifier expérimentalement. Le nickel présente une résistivité inférieure à celle du platine mais un TCR environ 1.6 fois plus important. Le nickel devrait donc permettre d'obtenir des capteurs de sensibilité équivalente à celle des capteurs en platine. De plus, la résistivité plus faible du nickel devrait permettre de minimiser l'auto-échauffement du capteur ce qui est un avantage par rapport au platine. Il faut également noter que la résistivité des métaux dépend de la méthode de dépôt utilisé ainsi que de l'épaisseur du dépôt. Les métaux déposés par évaporation (méthode utilisée dans la thèse) présentent une résistivité plus importante que les métaux massifs [87], il est par conséquent nécessaire de réaliser les capteurs afin de déterminer expérimentalement leur résistance et leur réponse en température.

Afin de se placer dans des conditions équivalentes à celles des capteurs intégrés aux transistors, des capteurs constitués de ces trois métaux ont été réalisés sur la structure épitaxiale d'un HEMT recouverte de 100 nm de SiN déposés par PECVD. Les capteurs en Pt et en Au sont respectivement déposés par évaporation avec les séquentiels métalliques Ti/Pt (10/90 nm) et Ti/Au (10/90 nm), le Ti étant utilisé comme couche d'accroche. En revanche, 100 nm de Ni sont déposés pour les capteurs en Ni, aucune couche d'accroche n'est requise.

La réponse en température de capteurs de 50  $\mu\text{m}$  de long et 100 nm d'épaisseur en platine, en nickel et en or est représentée sur la Figure 46. La résistance des capteurs a été mesurée sur une plage de températures comprises entre 30 et 200 °C, la température maximale étant limitée par le banc de mesure.

## *Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés*

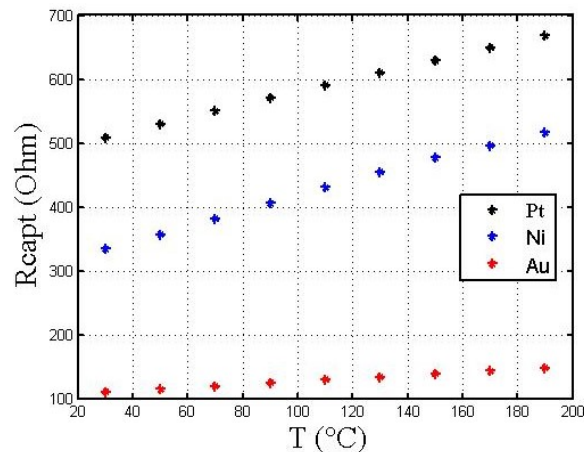


Figure 46 Courbes d'étalonnage des capteurs de 50  $\mu\text{m}$  de longueur

Pour simplifier l'analyse de ce résultat, nous avons réalisé une approximation de la réponse de chaque capteur à une régression linéaire. Les paramètres obtenus sont donnés dans Tableau 7.

	<i>Métallisation du capteur</i>		
<i>Paramètres mesurés</i>	<b>Pt</b>	<b>Ni</b>	<b>Au</b>
$R_{\text{capt}30}$ en $\Omega$	509	334	110
Sensibilité en $\Omega \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$	1.0	1.2	0.24
$r^2$	0.9998	0.9984	0.9997

Tableau 7  $R_{\text{capt}}$  à 30°C, sensibilité, et coefficient de régression linéaire des trois métallisations

Quelle que soit la métallisation choisie, les trois capteurs présentent une réponse en température linéaire sur la gamme de températures considérée, avec un coefficient de régression linéaire compris entre 0.9984 et 0.9998. La sensibilité du capteur en nickel est 20 % plus importante que celle du capteur en platine. De plus, à 30°C, le capteur en nickel présente une résistance  $R_{\text{capt}30}$  1.5 fois plus petite que celle du capteur en platine, diminuant son auto-échauffement. A la suite de l'exploitation de ces résultats nous avons choisi le nickel pour la réalisation des capteurs intégrés. Cependant, plusieurs points importants restent à vérifier :

- les capteurs doivent supporter des températures élevées
- l'auto-échauffement des capteurs doit être le plus faible possible



### 2.4.2 Tenue en température des capteurs en nickel

L'objectif de cette partie est de vérifier si les capteurs en nickel ne se dégradent pas à cause de l'augmentation de température. Le nickel pourrait notamment diffuser dans la couche de passivation. Si tel était le cas, la résistance des capteurs serait modifiée au cours du temps engendrant ainsi une erreur potentiellement importante sur la température mesurée. De plus, le capteur risquerait d'être en contact direct avec l'hétérostructure du transistor. La température théorique de fusion du nickel massif étant de 1450°C, il devrait donc être en mesure de supporter des températures de fonctionnement importantes. Afin de valider cette hypothèse, des coupes FIB (Focus Ion Beam) ont été réalisées sur des capteurs après un recuit à une température de 400 °C utilisé pour stabiliser la réponse en température des capteurs (partie 2.4.3 du chapitre).

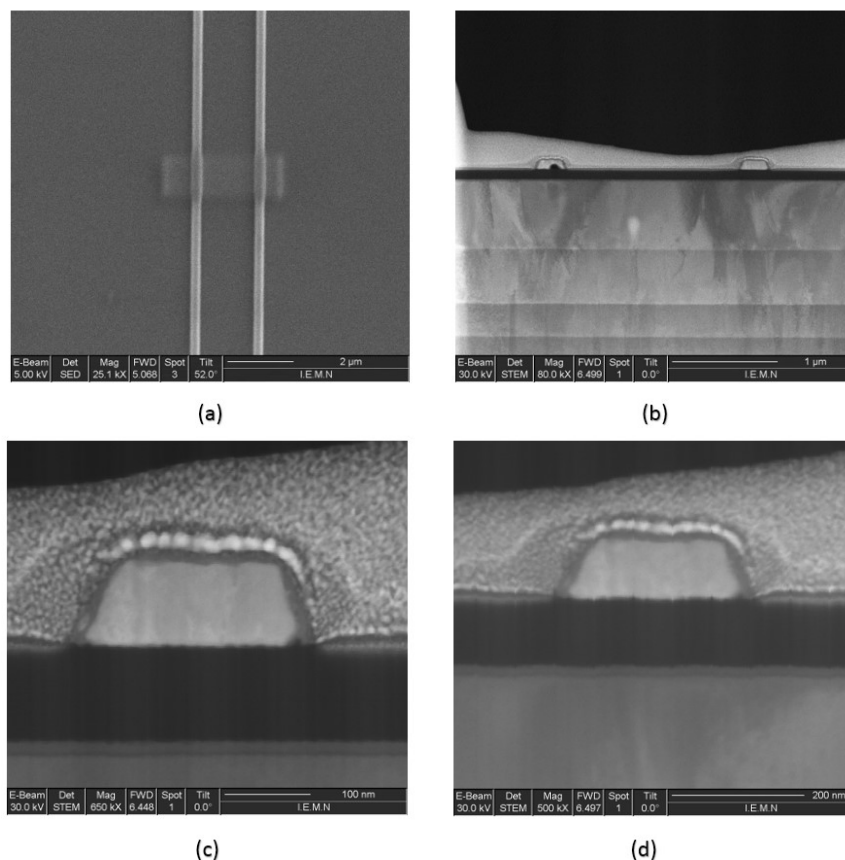


Figure 47 (a) Vue des rubans métalliques des capteurs et de la protection localisée de platine (a), vue en coupe des deux rubans métalliques (b), zoom sur un ruban métallique d'un capteur (c), zoom sur un ruban métallique du deuxième capteur (d).

La Figure 47 montre que les capteurs en nickel ne sont pas dégradés suite au recuit et qu'ils ne diffusent pas dans la couche de passivation.

### 2.4.3 Influence du recuit de stabilisation des capteurs

L'objectif de cette partie est d'étudier l'influence du recuit de métallisation des capteurs sur la stabilité de leur réponse. En effet, une dérive de la réponse des capteurs a été observée si l'étape de calibration (augmentation de la température puis refroidissement) est répétée plusieurs fois. La Figure 48 représente l'évolution de la résistance du capteur de 25 $\mu$ m de longueur mesurée pour trois calibrations successives, la phase de calibration consistant en l'augmentation de la température jusqu'à 110°C puis au refroidissement.

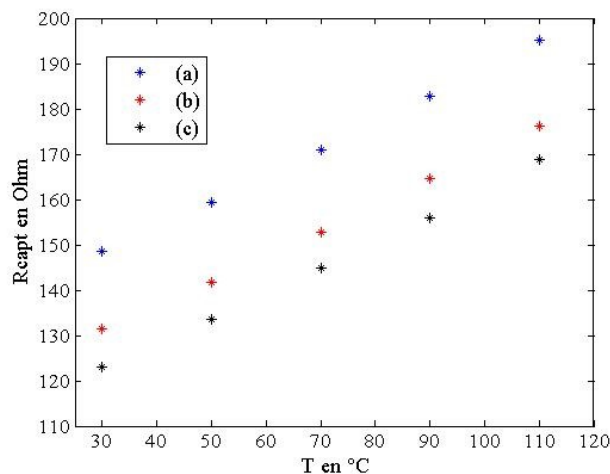


Figure 48 (a) Premier étalonnage jusqu'à 110°C, (b) Deuxième étalonnage jusqu'à 110°C, (c) troisième étalonnage jusqu'à 110°C.

Même si la sensibilité du capteur (pente des caractéristiques  $R_{capt}(T)$ ) ne semble pas être impactée par les calibrations successives, on peut constater une diminution de la résistance du capteur pour une température donnée. Entre la première phase de calibration et la deuxième, la résistance du capteur a diminué d'environ 20  $\Omega$ . L'évolution de la résistance est moins conséquente lors de la troisième phase de calibration avec une diminution de 10  $\Omega$  environ. Ces mesures successives laissent à penser qu'une stabilisation des capteurs en température est nécessaire afin d'obtenir une réponse fiable de ceux-ci lors de la mise en fonctionnement du transistor.

Le choix du traitement thermique de stabilisation relève d'un compromis entre l'efficacité du traitement sur la stabilité des capteurs et les risques encourus sur son impact sur le

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés***

fonctionnement du transistor. Cet aspect est abordé dans la thèse d'O.Arenas [88] où un recuit de stabilisation des capteurs à 450°C pendant 1 heure sous atmosphère d'Azote a été effectué et permet de limiter la dispersion de la valeur de la résistance des capteurs lors de montées en température successives. Dans le cadre de ce travail de thèse, le choix est fait de réaliser un recuit à 400 °C pendant 30 minutes sous atmosphère N<sub>2</sub>. Ces paramètres semblent compatibles avec le budget thermique du procédé de fabrication des transistors. L'impact de cette étape sur le fonctionnement du transistor sera discuté plus loin dans le manuscrit. Suite à ce recuit de stabilisation, une nouvelle campagne de mesures a été effectuée sur les capteurs. La réponse en température d'un capteur soumis deux fois successivement à une augmentation de température jusque 300°C et un refroidissement jusque 30°C est présentée sur la Figure 49.

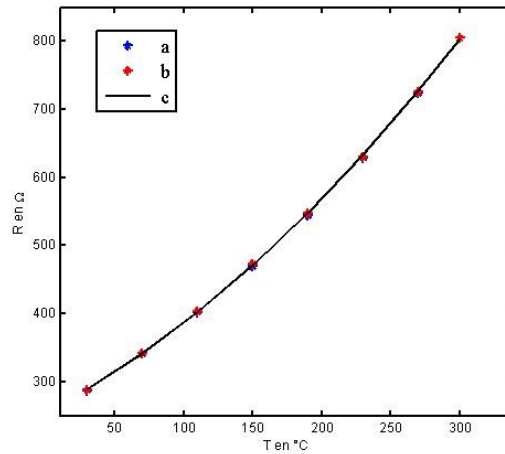


Figure 49 (a) Etalonnage du capteur de 30°C à 300°C, (b) étalonnage du capteur entre 300°C à 30°C, (c) modélisation de la réponse en température par un polynôme de degré 2.

Les résultats montrent une nette amélioration de la stabilité du capteur. Aucune dérive en température n'est observée. De plus, la Figure 49 montre que la réponse des capteurs devient non linéaire lorsque la température devient suffisamment élevée ce qui est cohérent avec la littérature [86], [89]. Néanmoins, bien que la réponse en température du capteur ne soit pas linéaire, aucun effet d'hystérésis n'est observé. L'évolution de la résistance du capteur en nickel est modélisée par un polynôme de degré 2 comme suit :

$$R_{capt}(T) = AT^2 + BT + C \quad (56)$$

## **Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés**

où les constantes A, B et C sont respectivement égales à :  $0.003 \Omega^{\circ}\text{C}^{-2}$ ,  $1.036 \Omega^{\circ}\text{C}^{-1}$  et  $259 \Omega$ . Un capteur de température non linéaire présente une sensibilité qui varie en fonction de la température. La sensibilité du capteur est donnée par :

$$S = \frac{dR_{\text{capt}}(T)}{dT} \quad (57)$$

Dans ce cas, la sensibilité du capteur en fonction de la température s'exprime donc par :

$$S = 2AT + B = 0.006T + 1.036 \quad (58)$$

La Figure 50 représente la sensibilité du capteur en fonction de la température.

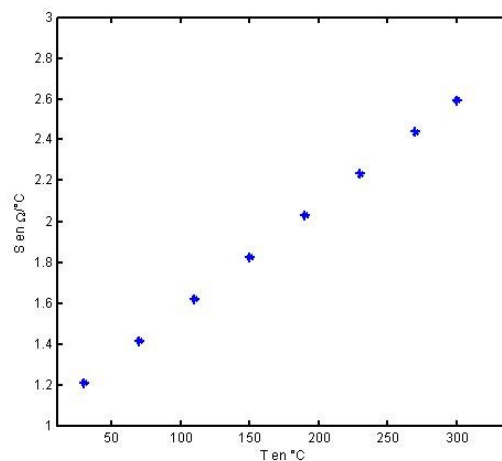


Figure 50 Sensibilité du capteur en fonction de la température

Ainsi, sur la plage de températures considérée la sensibilité du capteur évolue entre 1.2 et 2.8  $\Omega^{\circ}\text{C}^{-1}$ . L'augmentation de la sensibilité du capteur avec la température est un avantage des capteurs non linéaires. Le principe de la mesure de température au moyen d'un capteur linéaire ou non linéaire est le même. Une réponse en température parabolique complexifie cependant légèrement la manière d'extraire la température mesurée.

Nous avons également vérifié l'influence de ce recuit sur le fonctionnement du transistor. La Figure 51 représente la caractéristique  $I_D(V_{DS})$  d'un transistor avant et après recuit de stabilisation des capteurs obtenue pour une tension  $V_{DS}$  de 0 à 10V et une tension  $V_{GS}$  de -5V à 1V par pas de 1V.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaN/GaN et des capteurs de température intégrés

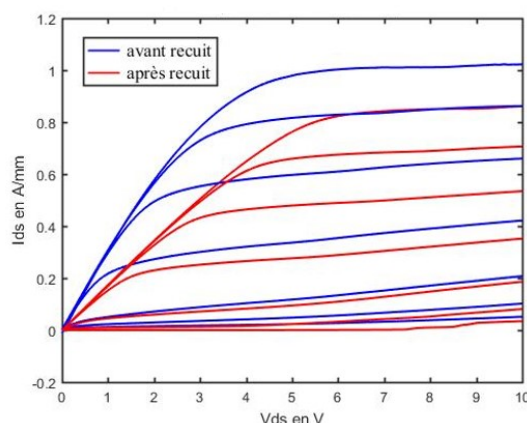


Figure 51 Caractéristique  $I_{DS}(V_{DS})$  d'un transistor de développement  $0.2 \times 2 \times 25 \mu\text{m}$  avant et après recuit des capteurs ( $V_{GS}$  de -5 à 1V,  $V_{DS}$  de 0 à 10 V).

Même si le transistor reste fonctionnel, le recuit de stabilisation a fortement impacté la caractéristique. On peut observer une nette diminution du courant de saturation. A  $V_{DS}=6\text{V}$  et  $V_{GS}=0\text{V}$ , le transistor délivre un courant maximal de saturation de seulement  $0.65\text{A/mm}$  après recuit pour  $0.8\text{A/mm}$  avant recuit. On observe également une diminution notable de la résistance à l'état passant du transistor suite au recuit de stabilisation.

En conclusion, le recuit de stabilisation des capteurs est nécessaire pour garantir leur stabilité mais est fait au détriment des performances du transistor. Une redéfinition de cette étape pourrait éventuellement permettre de minimiser cette influence, en considérant par exemple un recuit à plus basse température sur un temps moins long. Nous avons cependant pris la décision de ne pas réaliser ce recuit de stabilisation sur les futurs composants fabriqués. La stabilité des capteurs en température a donc fait l'objet d'une attention particulière lors des caractérisations thermiques des HEMTs.

### 2.4.4 Conclusion

Suite à la mise au point du procédé de fabrication des capteurs, différentes mesures ont été réalisées afin d'observer l'influence des paramètres technologiques sur le fonctionnement des capteurs. Une étude sur trois métallisations possibles a permis de mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation du nickel pour la réalisation du capteur avec une sensibilité de  $1.2 \Omega \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ . Néanmoins, lors de cycles successifs de calibration en température, une dérive de la résistance du capteur a été observée. Un recuit de stabilisation a donc été effectué pour répondre à ce problème. Même si une reproductibilité de la réponse des capteurs a pu être obtenue, les

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés***

caractéristiques du transistor ont été fortement impactées par celui-ci avec notamment une diminution du courant de saturation et de sa résistance à l'état passant. Le transistor étant toujours fonctionnel, les mesures ont pu être poursuivies.

### **2.5 Tests préliminaires de fonctionnement des capteurs**

Nous présentons dans cette partie les premiers tests effectués sur les capteurs en nickel. D'une part, l'objectif est de quantifier l'auto-échauffement du capteur qui, s'il est trop important, pourrait fausser la mesure de la température de fonctionnement des transistors. D'autre part, une bonne isolation électrique entre le transistor et le capteur intégré est requise pour éviter les interférences électriques. Différentes mesures permettant de vérifier l'isolation électrique entre le transistor et le capteur ont donc été effectuées.

#### **2.5.1 Etude de l'auto-échauffement des capteurs**

D'après la méthode des 4 pointes utilisée ici, un courant d'intensité  $I$  est imposé dans le capteur pour la mesure de sa résistance. La valeur du courant à imposer doit être déterminée afin que l'auto-échauffement des capteurs soit minimisé. L'auto-échauffement  $\Delta T_{capt}$  du capteur peut être calculé analytiquement avec la relation suivante :

$$\Delta T_{capt} = R_{thcapt} P_{disscapt} \quad (59)$$

où :  $R_{thcapt}$  et  $P_{disscapt}$  désignent respectivement la résistance thermique du capteur et la puissance dissipée par le capteur due au courant  $I$ . En considérant une réponse du capteur linéaire en fonction de la température, la résistance thermique s'extrait comme suit :

$$R_{thcapt} = \frac{\Delta T}{\Delta P_{disscapt}} = \frac{\Delta R_{capt}}{S \Delta P_{disscapt}} \quad (60)$$

où  $\Delta R_{capt}$ ,  $\Delta P_{disscapt}$  et  $S$  correspondent respectivement à la variation de la résistance du capteur due à la variation de la puissance dissipée, à la variation de la puissance dissipée et à la sensibilité du capteur. La résistance électrique des capteurs de 25  $\mu\text{m}$  et de 50  $\mu\text{m}$  de longueur a été mesurée en fonction du courant  $I$ . Afin de vérifier que la valeur de la résistance thermique extraite est juste, l'expression analytique de la variation de la résistance électrique en fonction du courant a été déterminée. En considérant toujours une évolution linéaire de la résistance électrique en fonction de la température, on en déduit que :

**Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés**

$$R(T) = R_0 + S\Delta T \quad (61)$$

$$R(P_{dissc}) = R_0 + SR_{thcapt}P_{dissc} \quad (62)$$

$$R(I) = R_0 + SR_{thcapt}R(I)I^2 \quad (63)$$

$$R(I) = \frac{R_0}{1 - SR_{thcapt}I^2} \quad (64)$$

La Figure 52 représente l'évolution de la résistance électrique des capteurs de 25  $\mu\text{m}$  de 50  $\mu\text{m}$  de longueur mesurée et déterminée analytiquement d'après l'expression précédemment établie.

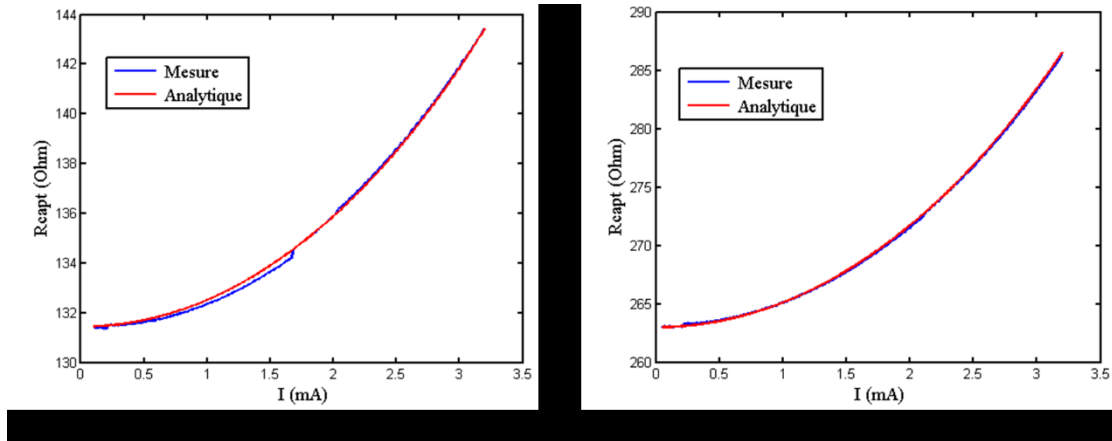


Figure 52 Evolution de la résistance d'un capteur en nickel de 25  $\mu\text{m}$  de longueur (a), et de 50  $\mu\text{m}$  de longueur (b).

La Figure 52 montre une très bonne concordance entre la mesure et le modèle analytique. Ainsi, l'auto-échauffement des capteurs peut être calculé. La Figure 53 représente l'auto-échauffement des capteurs en nickel de 25 et 50  $\mu\text{m}$  de longueur.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés

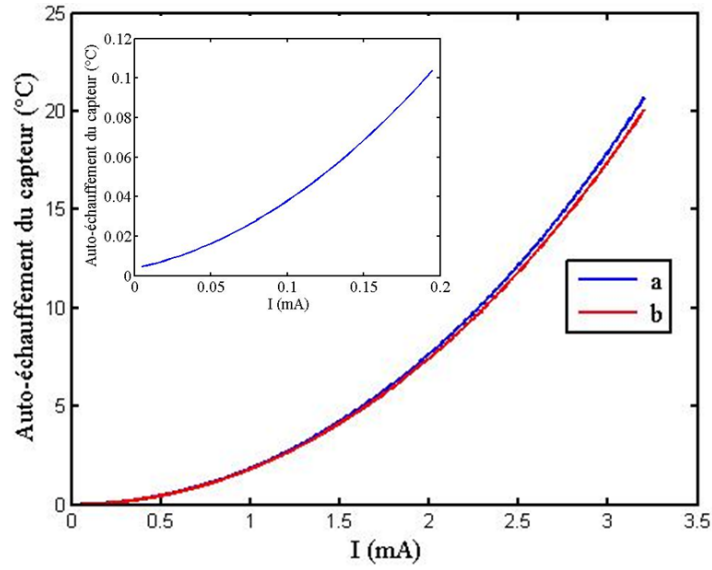


Figure 53 Auto-échauffement en fonction du courant d'un capteur de 25  $\mu\text{m}$  (a), et de 50  $\mu\text{m}$  (b).

Insertion : Zoom sur l'auto-échauffement du capteur de 50  $\mu\text{m}$  de 0.01 mA à 0.2 mA

La Figure 53 met en exergue le fait que l'auto-échauffement augmente rapidement avec l'intensité du courant. Il est donc nécessaire d'appliquer un courant de mesure de faible intensité. Un courant d'intensité 100  $\mu\text{A}$  correspond à un auto-échauffement inférieur à 0.1°C et à une puissance dissipée inférieure à 1  $\mu\text{W}$ . La sensibilité de la mesure est, pour cette valeur d'intensité de courant, suffisamment élevée pour mesurer avec précision la résistance du capteur. Cette intensité de courant est également suffisamment faible pour minimiser l'auto-échauffement des capteurs. Ainsi, cette valeur de courant sera utilisée pour les mesures suivantes.

La Figure 53 montre que pour une valeur de courant donnée, les capteurs de 25 et 50  $\mu\text{m}$  présentent le même auto-échauffement. Pour le démontrer, on considère deux résistances électrique  $R_1$  et  $R_2$ . On suppose que la longueur du capteur 2 est  $k$  ( $k \in \mathbb{R}_+^*$ ) fois supérieure à la longueur du capteur 1. On désigne par  $R_{th1}$  et  $R_{th2}$  respectivement les résistances thermiques des résistances 1 et 2. La résistance thermique du capteur 1 est donnée par :

$$R_{th1} = \frac{\Delta R_1}{S \Delta P_1} \quad (65)$$

La résistance thermique du capteur 2 s'exprime par :



## **Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGaIn/GaN et des capteurs de température intégrés**

$$R_{th2} = \frac{k\Delta R_1}{k^2 S \Delta P_1} \quad (66)$$

$$R_{th2} = \frac{\Delta R_1}{k S \Delta P_1} \quad (67)$$

$$R_{th2} = \frac{R_{th1}}{k} \quad (68)$$

Ainsi l'augmentation de la longueur d'un facteur  $k$  a pour conséquence de diminuer la résistance thermique du même facteur. Le rapport de l'auto-échauffement des capteurs 1 et 2 s'exprime comme suit :

$$\frac{\Delta T_1}{\Delta T_2} = \frac{R_{th1} R_{capt1} I^2}{R_{th2} R_{capt2} I^2} \quad (69)$$

$$\frac{\Delta T_1}{\Delta T_2} = \frac{k R_{th1} R_{capt1} I^2}{k R_{th1} R_{capt1} I^2} \quad (70)$$

$$\frac{\Delta T_1}{\Delta T_2} = \frac{R_{th1} R_{capt1} I^2}{R_{th1} R_{capt1} I^2} = 1 \quad (71)$$

En résumé, la puissance dissipée par une résistance augmente lorsque sa longueur augmente mais sa résistance thermique diminue dans la même proportion. Or, l'auto-échauffement correspond au produit de la puissance dissipée par la résistance thermique. Ce produit reste donc constant. La longueur du capteur n'ayant donc pas d'influence sur l'auto-échauffement, un courant de même intensité sera utilisé quelle que soit la longueur des capteurs. De plus, le fait que les résistances  $R_l$  soient beaucoup plus grandes que la résistance intégrée  $R_{capt}$  n'engendrera pas un auto-échauffement du composant dans lequel le capteur est intégré.

### **2.5.2 Isolation électrique entre le capteur et le transistor**

L'isolation électrique doit être assurée entre le capteur et le transistor. Le premier test de l'isolation électrique consiste à imposer une tension entre le capteur et les trois électrodes du transistor (grille, drain, source) comme représenté sur la Figure 54 et de vérifier la valeur du courant résiduel pouvant circuler entre le capteur et l'une des électrodes.

## Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors $\text{AlGaN}/\text{GaN}$ et des capteurs de température intégrés

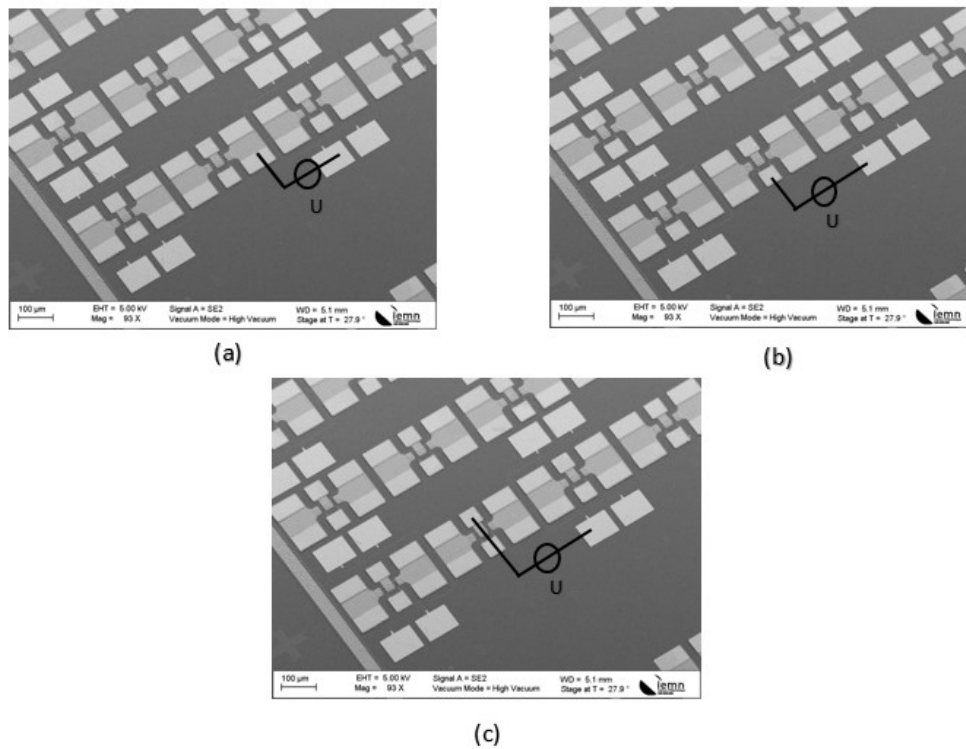


Figure 54 Principe du test de l'isolation électrique entre la source et le capteur (a), entre la grille et le capteur (b) et entre la grille et le capteur (c).

Les mesures d'isolation électrique entre un capteur et les trois électrodes de commande d'un transistor sont représentées sur la Figure 55.

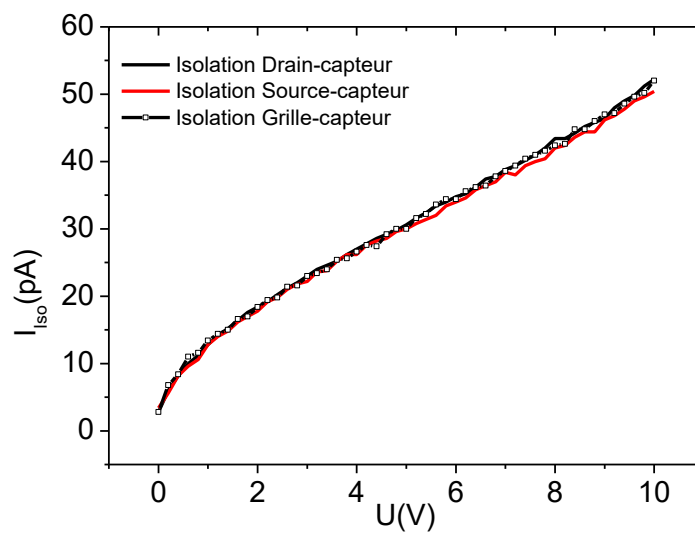


Figure 55 Isolation électrique entre un capteur et un transistor

## ***Chapitre 2-Procédé de fabrication des transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et des capteurs de température intégrés***

Un courant maximal d'approximativement 50 pA est mesuré à 10V démontrant que le capteur est électriquement isolé du transistor en régime de fonctionnement statique. Cependant, avant de pouvoir réaliser des caractérisations thermiques de transistors sous une excitation de puissance hyperfréquence, il est également nécessaire que le capteur soit électriquement isolé du transistor en régime dynamique. Ce point sera vérifié dans le chapitre 3 du manuscrit. On peut souligner ici que pour une tension de 0V, un courant non nul de l'ordre de 3 pA est mesuré correspondant au plancher de bruit du banc de mesure. Après avoir confirmé que les capteurs et les transistors sont électriquement indépendants en régime statique, il est possible de procéder aux caractérisations thermiques des composants.

## **Conclusion du chapitre 2**

Dans ce chapitre, une description des différentes étapes technologiques de fabrication de transistors de type HEMT pour des applications de puissance hyperfréquences est présentée ainsi que le procédé d'intégration des capteurs de température. La majeure partie du développement technologique concerne la définition d'un procédé spécifique permettant de positionner le capteur au plus près du point chaud, c'est-à-dire en sortie de grille dans l'espace grille-drain de faible dimension. Ce procédé technologique a nécessité la mise au point et l'optimisation de l'étape de lithographie électronique permettant la définition des motifs des capteurs de faible dimension (200nm) et de l'étape de métallisation permettant de limiter les fissures dans le ruban métallique constituant le capteur. Des études ont été menées afin de déterminer le métal le plus adapté pour la fabrication des capteurs. Ces études ont mis en évidence que le nickel permet la fabrication de capteurs présentant une sensibilité élevée, une réponse stable en température jusqu'à 300°C.

Des capteurs de températures en nickel, basés sur la méthode des 4 pointes, ont donc été intégrés avec succès pour la mesure de température de transistors à faible longueur de grille. Ce type de capteurs présente différents avantages : la méthode des 4 pointes permet une mesure précise de la température, les plots d'accès aux capteurs se trouvent à l'extérieur de la zone active du composant, les capteurs en nickel présentent une excellente sensibilité de mesure.

Outre les aspects technologiques, quelques mesures préliminaires sont présentées dans ce chapitre. Ces mesures ont mis en évidence que les capteurs présentent un auto-échauffement inférieur à 0.1°C pour un courant de mesure de 100  $\mu$ A. Elles ont également permis de montrer que les capteurs sont électriquement isolés des transistors en régime de fonctionnement statique.

## **Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants**

L'objet de ce dernier chapitre est la caractérisation des composants fabriqués au cours de ces travaux de thèse.

Les résultats préliminaires présentés dans le chapitre 2 montrent que les capteurs sont isolés électriquement des dispositifs actifs. Des caractérisations complémentaires sont présentées dans la première partie de ce chapitre afin d'étudier l'influence des capteurs sur les performances des HEMTs en régime statique et en régime hyperfréquence. Ces caractérisations permettent en outre de valider le procédé d'intégration des capteurs aux transistors.

La seconde partie du chapitre est consacrée à la caractérisation thermique des composants. Les premières mesures de températures ont été réalisées sur des transistors sans grille. La température mesurée est comparée à celle obtenue par des simulations physico-thermiques permettant de valider la méthode de mesure. La température de fonctionnement du transistor HEMT est ensuite mesurée en régime statique. Finalement, les caractérisations thermiques des composants, réalisées sous une excitation en puissance hyperfréquence, sont présentées.

## 1 Influence des capteurs sur les performances des transistors HEMTs AlGaN/GaN

Les caractérisations en régime statique et en régime petit signal ont pour objectif d'étudier l'influence des capteurs intégrés sur les performances des transistors.

### 1.1 Influence du capteur non polarisé

Dans cette partie, les caractérisations ont été réalisées sans polariser le capteur de température afin de vérifier si sa simple présence, pouvant être assimilée à une électrode supplémentaire, a une influence sur le fonctionnement des composants.

Les composants avec capteur intégré ont été fabriqués sur l'échantillon CC0090. La structure épitaxiale de cet échantillon est présentée sur la Figure 56. Les propriétés de transport des porteurs, mesurées par effet Hall, sont données dans le Tableau 8. Il apparaît une densité de porteurs de l'ordre de  $0.9 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$  associée à une résistance de canal raisonnable de  $396 \Omega$  et à une mobilité acceptable de  $1750 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ .

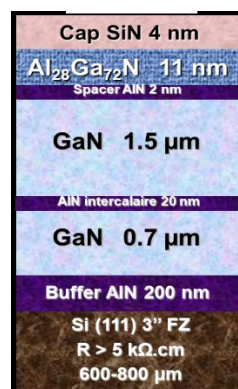


Figure 56 Structure épitaxiale de l'échantillon CC0090

Sheet resistance ( $\Omega$ )	396
Mobility ( $\text{cm}^2/\text{V.s}$ )	1750
Sheet carrier density ( $\times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ )	0.9

Tableau 8 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0090

Le transistor à l'étude présente une topologie à deux doigts de grille (grille en Té de 200nm) et un développement de  $2 \times 50 \mu\text{m}$ . Il faut noter ici que cette campagne de mesure a été réalisée avant l'optimisation du procédé de métallisation des capteurs. Ainsi, le capteur présent sur le transistor à l'étude présente des fines ruptures de métallisation. Les caractéristiques statiques

$I_D(V_{DS})$  et  $g_m(V_{GS})$  d'un transistor de développement  $2 \times 50 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  avec et sans capteur sont représentées sur la Figure 57.

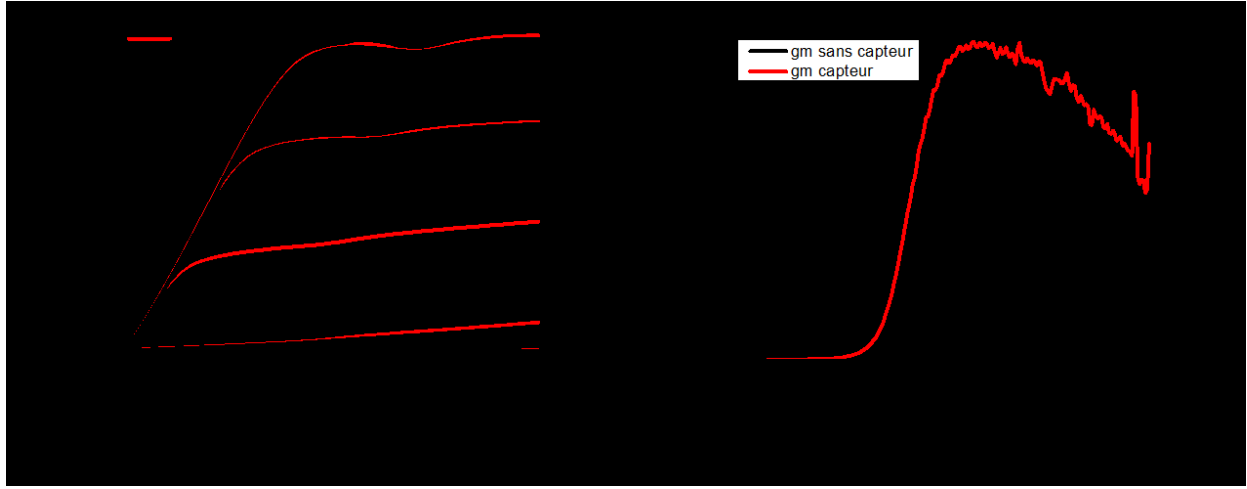


Figure 57 (a) Caractéristique  $I_D(V_{DS})$  d'un transistor de développement  $2 \times 50 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  avec et sans capteur ( $V_{GS}$  de -5 à 0V par pas de 1V), (b) Caractéristique  $g_m(V_{GS})$  du transistor avec et sans capteur ( $V_{DS}=8V$ )

On observe sur la Figure 57 que la présence du capteur ne perturbe pas le fonctionnement statique du transistor. En effet, dans les deux cas, un courant maximal en saturation d'approximativement 850 mA/mm est obtenu ( $V_{GS} = 0V$ ) et une transconductance maximale de 300 mS/mm est mesurée à  $V_{DS} = 8V$ . Les mesures électriques mettent donc en évidence que la contrainte exercée par le capteur sur l'hétérostructure du HEMT est faible.

### 1.1.2 Influence du capteur sur les performances fréquentielles

#### 1.1.2.1 Gain en courant et gain unilatéral de Mason

Expérimentalement, le gain en courant ( $h_{21}$ ) ainsi que le gain unilatéral de Mason ( $U$ ) d'un transistor sont déterminés grâce à la mesure des paramètres  $S_{ij}$  extrinsèques du composant. Les expressions analytiques des modules de ces deux gains en fonction des paramètres  $S_{ij}$  sont données ci-dessous :

$$|h_{21}| = \frac{|-S_{21}|}{|(1 - S_{11})(1 + S_{11}) + S_{21}S_{12}|} \quad (72)$$

$$|U| = \frac{1}{2} \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \Re \left( \frac{S_{21}}{S_{12}} \right)} \quad (73)$$

où  $K$  correspond à un paramètre dépendant des paramètres  $S_{ij}$  mesurés permettant d'évaluer la stabilité du composant sous test par application du critère de Rollet [90]. L'évolution du module du gain en courant en fonction de la fréquence en coordonnée logarithmique permet d'en déduire la fréquence de coupure en courant du composant. Cette fréquence correspond en effet à la fréquence pour laquelle  $|h_{21}|=0$  dB. Une approche similaire permet d'en déduire la fréquence maximale d'oscillation correspondant à la fréquence à laquelle  $|U|=0$  dB.

### **1.1.2.2 La calibration et la procédure d'épluchage (de-embedding)**

Les caractérisations des transistors en petit signal sont réalisées au moyen d'un analyseur vectoriel de réseau Keysight (E8361A) permettant de réaliser des mesures sur une plage de fréquences comprises entre 250 MHz et 67 GHz. La première étape de la mesure consiste à calibrer le banc de mesure. Cette étape est indispensable et permet de supprimer les erreurs de mesure dues aux connexions entre l'analyseur de réseau et les pointes coplanaires utilisées pour caractériser les composants. Après la calibration, les terminaisons des pointes GSG (Ground Signal Ground) deviennent le nouveau plan de référence. Dans notre cas, la calibration est de type LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match).

La procédure de de-embedding a aussi pour objectif de déplacer le plan de référence de la mesure plus proche du transistor intrinsèque. En effet cette procédure permet de supprimer les composantes résistives et réactives des plots de mesure. Le nouveau plan de mesure devient le composant intrinsèque à caractériser. La suppression des éléments parasites nécessite de caractériser des structures particulières représentées sur la Figure 58. Dans notre cas, le de-embedding est de type open-short. La capacité du plot d'accès est déterminée au moyen d'une structure de type « Open ». Le motif « short » permet de supprimer la contribution série due aux connections entre les plots et les composants sous tests. Il convient de mentionner que les rubans métalliques des capteurs ont été ajoutés sur les motifs afin tenir compte de leur influence.



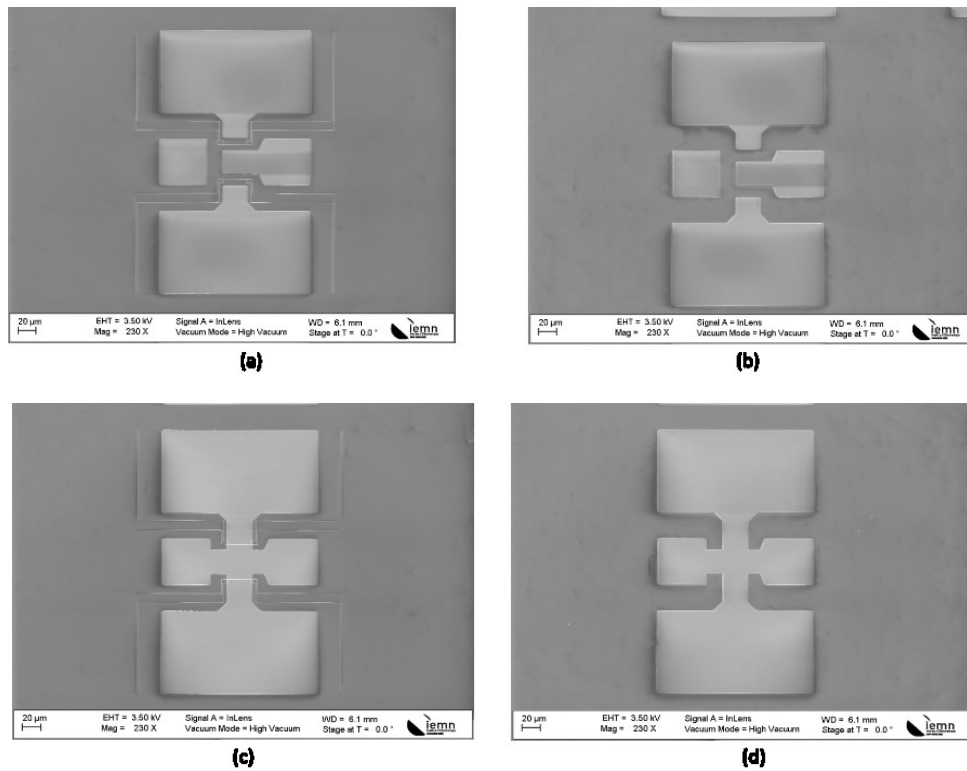


Figure 58 (a) Structure « open » avec capteur, (b) Structure « open » sans capteur, (c) Structure « short » avec capteur, (d) structure short sans capteur

### 1.1.2.3 Caractérisation petit signal du transistor avec et sans capteur

L'objectif de la mesure consiste à étudier l'influence de la présence du capteur sur les performances fréquentielles du composant précédemment caractérisé en régime statique. Le composant est à présent caractérisé en régime petit signal. La Figure 59 représente le module du gain en courant et le module du gain unilatéral de Mason du composant, en présence et en absence du capteur, en fonction de la fréquence après la procédure de de-embedding.

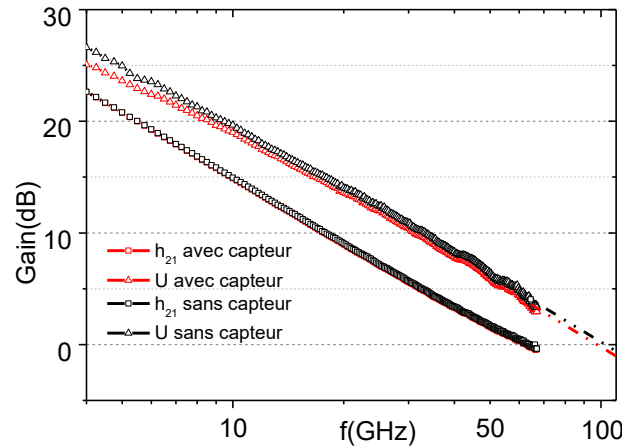


Figure 59 Comparaison du module du gain en courant  $|h_{21}|$  et du module du gain unilatéral de Mason  $|U|$  du transistor de développement  $2 \times 50 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  avec et sans capteur ( $V_{GS} = -2\text{V}$ ,  $V_{DS} = 8\text{V}$ ).

Le point de polarisation du transistor ( $V_{GS} = -2\text{V}$ ,  $V_{DS} = 8\text{V}$ ) correspond au maximum de transconductance. Dans les deux cas, (avec et sans capteur), la fréquence de coupure en courant est de 58 GHz. La fréquence maximale d'oscillation diminue légèrement, de 103 à 99 GHz après l'intégration du capteur. Ces mesures démontrent que la présence du capteur a une influence négligeable sur les performances fréquentielles du composant. La faible influence du capteur sur les gains indique un faible couplage capacitif entre le capteur et les électrodes du transistor et par conséquent une faible augmentation des capacités  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ .

Nous avons montré que la présence du capteur a un effet négligeable sur les performances fréquentielles du composant. A présent, afin de confirmer que les prototypes réalisés sont fonctionnels, l'influence de la polarisation du capteur sur les comportements statique et fréquentiel du composant est étudiée.

## 1.2 Influence du capteur polarisé

L'objectif des mesures présentées ici est de montrer l'influence de la polarisation du capteur sur les performances d'un transistor en régime statique puis en régime petit signal. Dans un premier temps, le capteur est laissé flottant lors des caractérisations menées sur les composants. Ensuite, le composant est caractérisé en polarisant le capteur. La polarisation du capteur consiste à imposer un courant d'intensité  $100 \mu\text{A}$ . Cette faible valeur d'intensité a été précédemment définie pour limiter l'auto-échauffement du capteur.

### 1.2.1 Présentation du banc de mesure

Il est important de préciser ici que le design des capteurs ne permet pas de mesurer la résistance du capteur au moyen de 4 aiguilles et de caractériser les transistors au moyen des pointes coplanaires. Ainsi, 2 aiguilles DC au lieu de 4 ont été ajoutées sur une station de mesures hyperfréquences permettant de polariser le capteur (Figure 60).

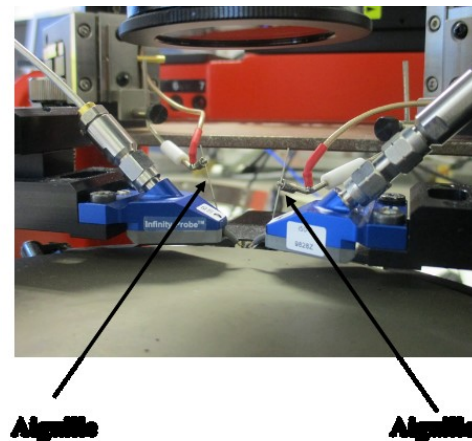


Figure 60 Aiguilles DC ajoutées sur une station de mesures hyperfréquences

Les 2 aiguilles ajoutées permettent seulement de mesurer la résistance de capteurs à deux accès comme représenté sur la Figure 61.

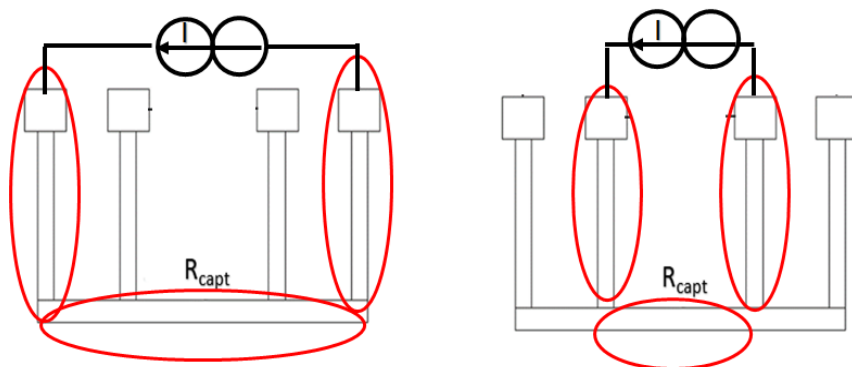


Figure 61 (a) Capteur à 2 accès topologie 1, (b) Capteur à 2 accès topologie 2

Les rubans métalliques des capteurs sont résistifs. Ainsi, la résistance d'un capteur à deux accès est très nettement supérieure à la résistance  $R_{capt}$  intégrée dans la zone active des composants. La résistance d'un capteur à deux accès est en effet de l'ordre de quelques  $k\Omega$  contre quelques centaines de  $\Omega$  pour la résistance  $R_{capt}$ . Une représentation schématique du banc de mesures utilisé pour caractériser le transistor en régime petit signal et pour polariser un capteur à 2 accès est représentée sur la Figure 62.

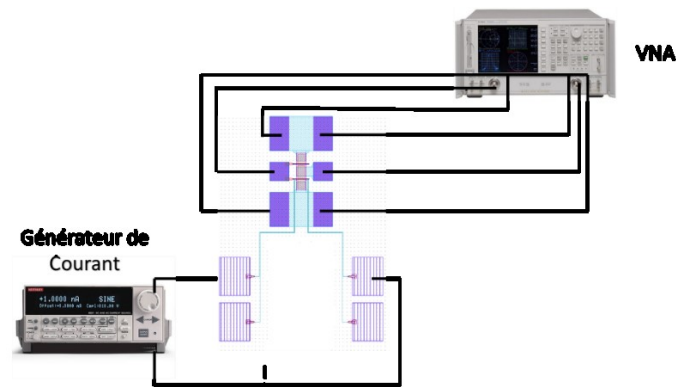


Figure 62 Représentation schématique du banc de mesure

Il convient de souligner ici que le générateur de courant est indépendant des alimentations nécessaires à la polarisation du composant.

## 1.2.2 Caractérisation du composant

### 1.2.2.1 Caractérisation statique du composant

Dans cette partie, les transistors caractérisés ont été fabriqués sur l'échantillon CC0016. L'hétérostructure de cet échantillon est présentée sur la Figure 33. Les propriétés de transport des porteurs, mesurées par effet Hall, sont données dans le Tableau 4 .



Figure 63-Hétérostructure de l'échantillon CCO016

Résistance carrée ( $\Omega$ )	584
Mobilité ( $\text{cm}^2/\text{V.s}$ )	1240
$n_s (\times 10^{13} \text{ cm}^{-2})$	0.8

Tableau 9 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon CC0016

La Figure 64 représente les caractéristiques  $I_D(V_{DS})$  statiques d'un transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  lorsque le capteur est polarisé et non polarisé.

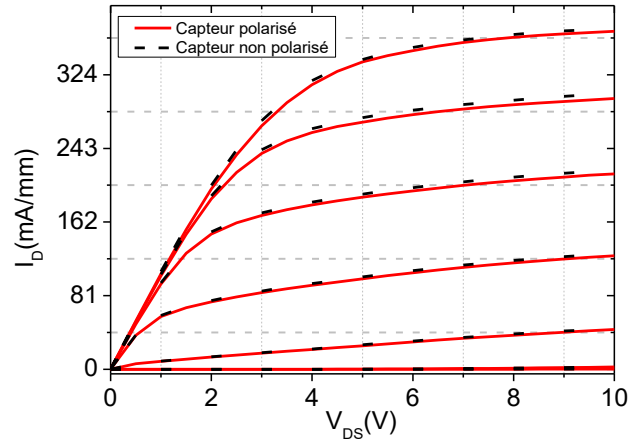


Figure 64 Comparaison des caractéristiques  $I_D(V_{DS})$  d'un transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$  capteur polarisé et non polarisé.

La Figure 64 met en exergue que la polarisation du capteur a un impact négligeable sur le comportement statique du composant. L'épaisseur de la couche de passivation est donc suffisamment importante pour minimiser l'interaction électrostatique entre le gaz d'électrons du canal 2DEG et le capteur.

#### 1.2.2.2 Caractérisation petit signal du composant

La Figure 65 représente le module du gain en courant et le module du gain Unilatéral de Mason du composant lorsque le capteur est polarisé et non polarisé, après la procédure de de-embedding. Le Tableau 10 représente la fréquence de coupure en courant et la fréquence maximale d'oscillation pour plusieurs points de polarisation du composant lorsque le capteur est polarisé et non polarisé.

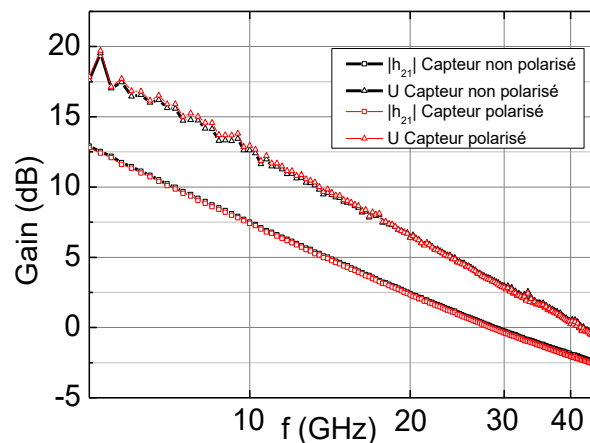


Figure 65 Comparaison du module du gain en courant  $|h_{21}|$  et du gain unilatéral de Mason  $|U|$  du transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu m^2$  capteur polarisé et non polarisé ( $V_{GS} = -3V$ ,  $V_{DS} = 4V$ ).

### Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

Point de polarisation du composant ( $V_{GS}$ , $V_{DS}$ )	(-3V, 4V)	(-2.5V, 4V)	(-3V, 8V)	(-2.5V, 8V)
$f_t$ (GHz) capteur non polarisé	28	28	30	32
$f_t$ (GHz) capteur polarisé	28	28	30	31
$f_{max}$ (GHz) capteur non polarisé	42	42	48	48
$f_{max}$ (GHz) capteur polarisé	42	41	47	48

Tableau 10 Fréquence de coupure en courant et en puissance, capteur non polarisé et polarisé

La Figure 65 montre que la polarisation du capteur a une influence négligeable sur les performances hyperfréquences du composant. Ce résultat est confirmé par les mesures présentées dans le Tableau 10. La faible influence de la polarisation du capteur sur les performances du transistor est attribuée au fait que le générateur de courant est électriquement indépendant des générateurs utilisés pour polariser le transistor sous test. Le générateur de courant présente une impédance d'entrée élevée limitant ainsi son influence sur les performances fréquentielles des composants. De plus, le positionnement du capteur au-dessus de la couche de passivation (100 nm) et la faible largeur des capteurs (200 nm) permet de limiter la valeur de la capacité causée par le passage des rubans métalliques au-dessus de la grille. La capacité entre un ruban métallique et la grille est estimée par la relation :

$$C = \varepsilon_{SiN} \varepsilon_0 \frac{L_G \times W_{capt}}{e_{SiN}} \quad (74)$$

où  $\varepsilon_{SiN}$ ,  $\varepsilon_0$ ,  $W_{capt}$  et  $e_{SiN}$  désignent respectivement la permittivité du SiN (couche de passivation), la permittivité du vide, la largeur des rubans métalliques et l'épaisseur de la couche de passivation. On estime la valeur de cette capacité à :

$$C \simeq 7 \times 8.85 \times 10^{-12} \times \frac{200 \times 10^{-9} \times 200 \times 10^{-9}}{100 \times 10^{-9}} \simeq 0.025 \text{ fF} \quad (75)$$

Ce calcul montre qu'il existe un faible couplage capacitif entre les rubans métalliques et la grille du transistor minimisant l'influence du capteur sur les performances fréquentielles du transistor. Il est utile de souligner ici que les performances fréquentielles du composant caractérisé dans la partie 1.1 du chapitre sont meilleures que celles de ce transistor. Ainsi, on ne peut pas affirmer avec certitude que la polarisation du capteur aurait eu un impact aussi négligeable sur les performances fréquentielles du composant précédemment caractérisé.

Nous avons démontré que la présence et la polarisation des capteurs ont une influence négligeable sur les performances des transistors en régime statique et en régime hyperfréquence. Ces résultats démontrent la possibilité d'intégrer des capteurs résistifs dans la

zone active de transistors. A présent, les caractérisations thermiques des composants fabriqués sont présentées.

## 2 Caractérisations thermiques de transistors sans grille

### 2.1 Mesure de la température

Les premières caractérisations thermiques menées au cours de ces travaux de thèse ont été réalisées sur des transistors sans grille. Les contacts ohmiques de source et de drain sont séparés d'une distance de  $2.6\ \mu\text{m}$  et présentent une largeur de  $25\ \mu\text{m}$ . Ceux-ci ont été réalisés sur l'échantillon CC0016. Le capteur est positionné au milieu des contacts. La Figure 66 représente de manière schématique le capteur positionné au milieu des contacts.

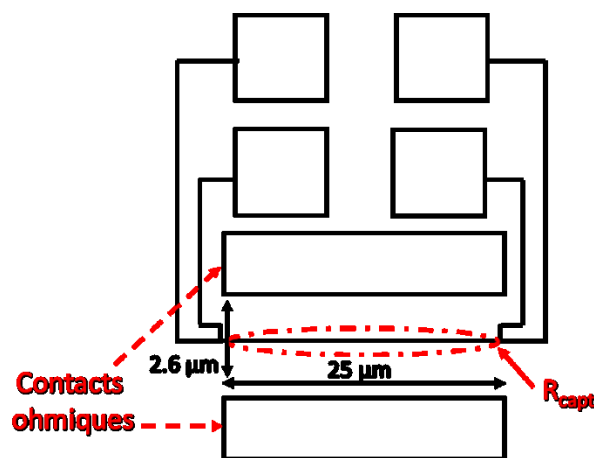


Figure 66 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes intégré au milieu des contacts ohmiques

La première étape de mesure consiste à déterminer la réponse en température du capteur. Une station sous pointe munie d'une plateforme chauffante est utilisée pour calibrer le capteur. Le capteur est calibré sur une plage de température comprise entre  $30^{\circ}\text{C}$  et  $100^{\circ}\text{C}$  puis de  $100^{\circ}\text{C}$  à  $30^{\circ}\text{C}$  afin de vérifier la stabilité des capteurs en température. Il convient de mentionner que la calibration du capteur est stable, aucune dérive en température n'a en effet été constatée. Le capteur calibré présente une réponse en température linéaire avec une sensibilité de  $360\ \text{m}\Omega/^{\circ}\text{C}$ , le coefficient de régression linéaire étant de 0.9997. Une fois la calibration du capteur obtenue, la deuxième étape consiste à mesurer la résistance du capteur pour différentes valeurs de tension appliquées entre les contacts ohmiques. Tout au long de la mesure, la plateforme chauffante est maintenue à  $30^{\circ}\text{C}$  constituant ainsi une température de référence  $T_{\text{ref}}$ . Les caractéristiques  $T(V_{\text{DS}})$  ( $T$  la température mesurée) et  $I_{\text{D}}(V_{\text{DS}})$  du composant sous test

### Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

sont représentées sur la Figure 67 (a). L'évolution de la température en fonction de la puissance dissipée par le composant est représentée sur la Figure 67 (b). La Figure 68 représente la courbe de calibration du capteur.

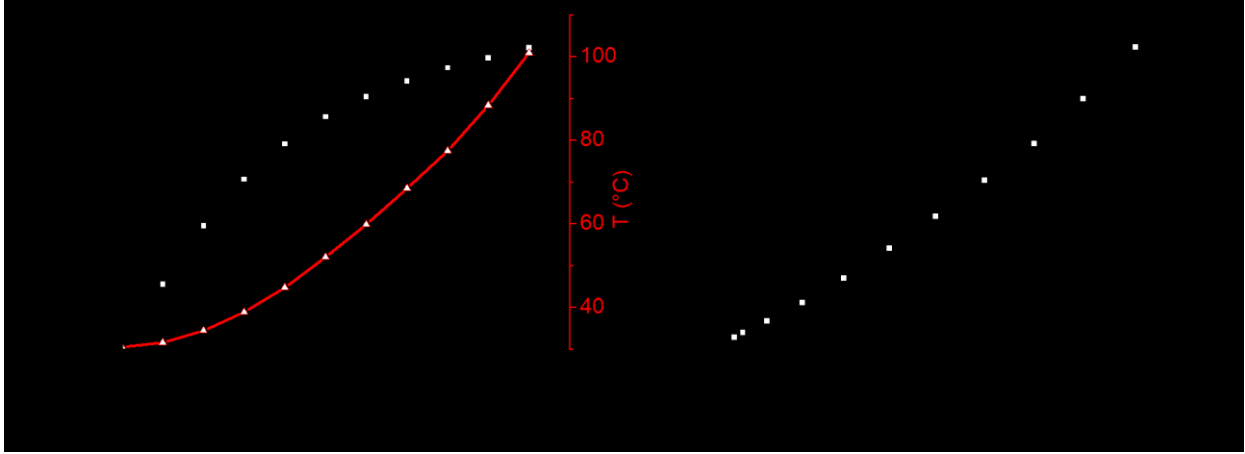


Figure 67 (a) Caractéristiques  $T(V_{DS})$  et  $I_D(V_{DS})$  du contact, (b) Représentation de la température en fonction de la puissance dissipée par le composant

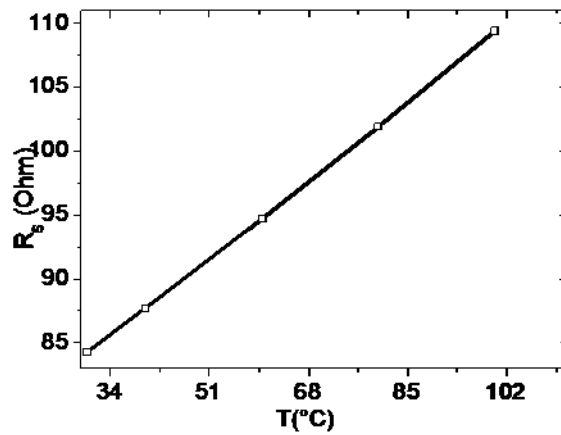


Figure 68 Courbe de calibration du capteur

Ainsi, comme le montre la Figure 67 (a), les deux étapes précédemment décrites permettent d'extraire, pour chaque point de polarisation, la température de fonctionnement du composant. La Figure 67 (b) montre une dépendance non-linéaire entre la température extraite et la puissance dissipée. Une puissance maximale de 5.4W/mm est dissipée par le composant correspondant à une tension de 10 V. On définit la résistance thermique du composant de la manière suivante :

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{diss}} = \frac{T - T_{ref}}{P_{diss}} \quad (76)$$



### Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

Le Tableau 11 donne la résistance thermique du composant pour plusieurs valeurs de puissances dissipées.

P (W/mm)	1.2	2.4	3.8	4.6	5.4
$R_{th}$ (K.mm/W)	9.6	11.0	11.6	12.1	13.1
$R_{th}$ (K/W)	360	440	464	484	524

Tableau 11 Résistance thermique du composant

L'évolution non-linéaire de la température en fonction de la puissance dissipée observable sur la Figure 67 (b) et dans le Tableau 11 est attribuée à la diminution de la conductivité thermique de la structure épitaxiale lorsque la température augmente. Ceci a été confirmé par simulation physico-thermique dans la partie 2.2 du chapitre.

Afin de confirmer la répétabilité de la mesure, des caractérisations thermiques ont été menées sur un deuxième composant (Composant 2) également fabriqué sur l'échantillon CC0016. La topologie de ce composant est identique à celle du premier. La Figure 69 représente la température mesurée en fonction de la puissance dissipée pour les deux composants.

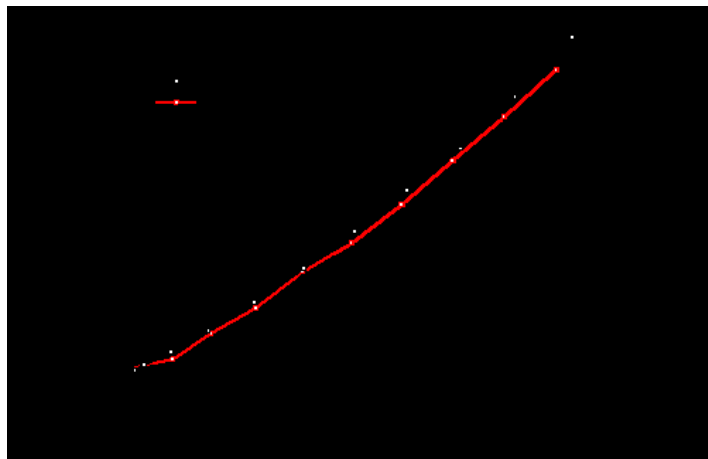


Figure 69 Température mesurée en fonction de la puissance dissipée des composants 1 et 2.

La Figure 69 montre que pour une même valeur de puissance dissipée, les températures des deux composants sont très proches l'une de l'autre démontrant ainsi la répétabilité de la mesure. On remarque cependant que la puissance maximale dissipée par le composant 2 (5.1W/mm) est plus faible que le composant 1. Afin de valider la méthode de mesure, les

températures mesurées sont à présent comparées à celles obtenues par des simulations thermiques.

## 2.2 Comparaison de la mesure avec la simulation

Les simulations thermiques sont réalisées au moyen du modèle physico-thermique développé par M. Rousseau sous l'environnement COMSOL et décrit dans la partie 3.1 du chapitre 1. La conductivité thermique des matériaux simulés dépend de la température. L'évolution de la conductivité thermique du GaN en fonction de la température est modélisée par l'expression analytique suivante :

$$k_{GaN}(T) = 160 \left( \frac{300}{T} \right)^{1.4} \quad (77)$$

La conductivité thermique du substrat de silicium utilisé correspond à celle mesurée par T. Ruf *et al.* [91]. La Figure 70 représente la température du composant 1 mesurée et simulée au moyen du modèle physico-thermique. Le Tableau 12 donne les résistances thermiques expérimentales,  $R_{thExp}$ , et obtenues par simulation  $R_{thSim}$ .

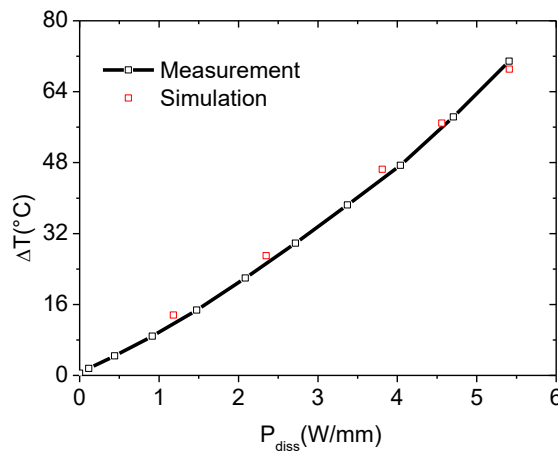


Figure 70 Température du composant en fonction de la puissance dissipée mesurée et simulée

$P_{diss}$ (W/mm)	1.2	2.4	3.8	4.6	5.4
$R_{thExp}$ (K.mm/W)	9.6	11.0	11.6	12.1	13.1
$R_{thSim}$ (K.mm/W)	11.3	11.5	12.2	12.5	12.8

Tableau 12 Résistances thermiques expérimentales et simulées

La Figure 70 et le Tableau 12 montrent une bonne cohérence entre les mesures et les simulations validant ainsi la méthode de mesure.

### *Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants*

La mesure de température a été validée au moyen de simulations thermiques. Cependant, il est utile de préciser ici que les mesures ont été réalisées sur des composants sans contact de grille. Avant d'extraire la température de fonctionnement de transistors deux études ont été menées.

La première étude consiste à comparer la température mesurée au moyen d'un capteur basé sur la méthode des 4 pointes à la température mesurée au moyen d'un capteur à deux accès. Cette étude est nécessaire car les rubans métalliques de certains capteurs pourraient présenter des ruptures de métallisation. Dans ce cas, il est possible que seuls les capteurs à deux accès soient mesurables. La deuxième étude consiste à démontrer la possibilité de mesurer de manière indirecte, en utilisant deux aiguilles DC, la résistance  $R_{\text{capt}}$ . Le design des plots d'accès au capteur ne permet pas de caractériser à la fois les transistors avec des pointes coplanaires et de mesurer la résistance du capteur de manière directe. L'encombrement spatial important des pointes coplanaires empêche en effet de mesurer le capteur au moyen de 4 aiguilles DC. Ce problème de design est dû au fait que les capteurs ont été ajoutés sur des niveaux de masques existants. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de réaliser un nouveau jeu de masques, de modifier la disposition des plots d'accès au capteur et idéalement d'utiliser une sonde multi-contact sur mesure.

#### **2.3 Première étude**

La Figure 71 représente le capteur à deux accès utilisé pendant cette étude. La résistance du capteur à deux accès est mesurée au moyen de deux aiguilles lorsque les contacts ohmiques sont polarisés.

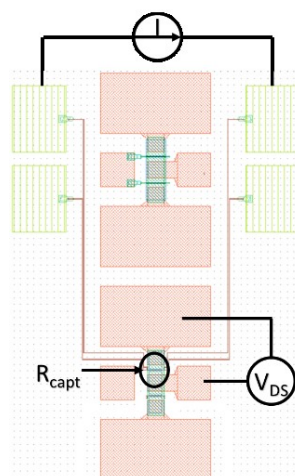


Figure 71 Capteur à deux accès mesuré

### Chapitre 3- Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

En première approximation, on suppose que la résistance intégrée  $R_{capt}$  est la seule partie des rubans métalliques à s'échauffer lors de la polarisation du composant 2. La Figure 72 représente la caractéristique  $I_D(V_{DS})$  du composant ainsi que la variation de la résistance du capteur à deux accès définie comme suit :

$$\Delta R_{2accès} = R_{2accès}(T) - R_{2accès}(T_{ref}) \quad (78)$$

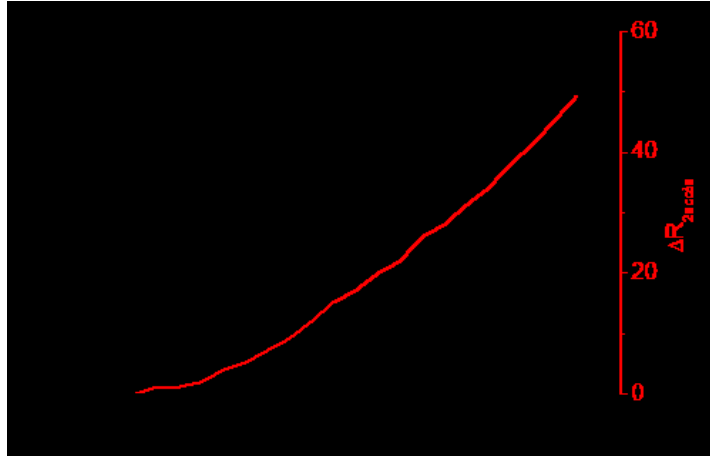


Figure 72 Caractéristique  $I_D(V_{DS})$  du composant 2 et évolution de la résistance d'un capteur à deux accès

Une sensibilité ( $S$ ) de  $378 \text{ m}\Omega/^{\circ}\text{C}$  a été obtenue à partir d'une calibration préliminaire. Entre  $V_{DS}=0\text{V}$  et  $V_{DS}=10\text{V}$ , une variation de  $49 \Omega$  de la résistance est mesurée. En supposant que la variation de la résistance du capteur à deux accès observée sur la Figure 72 est uniquement due à la résistance intégrée  $R_{capt}$ , la température mesurée s'exprime par :

$$\Delta T = T - T_{ref} \quad (79)$$

$$\Delta T = \frac{\Delta R_{2accès}}{S} \quad (80)$$

$$\Delta T = \frac{49}{0.378} \simeq 130^{\circ}\text{C} \quad (81)$$

Ainsi, à  $10 \text{ V}$ , l'auto-échauffement du capteur mesuré par le capteur à deux accès est de  $130^{\circ}\text{C}$ . En utilisant le capteur dans son intégralité, un échauffement de  $64^{\circ}\text{C}$  est mesuré (Figure 70). Ainsi, un échauffement deux fois plus important est mesuré en utilisant le capteur à deux accès. Cette différence entre les deux températures mesurées s'explique par le fait que les rubans métalliques du capteur placés à l'extérieur de la zone active du composant

s'échauffent sous l'effet de la puissance dissipée par le composant. La Figure 73 représente la température mesurée au moyen du capteur à deux accès et du capteur basé sur la méthode des 4 pointes en fonction de la tension  $V_{DS}$ .

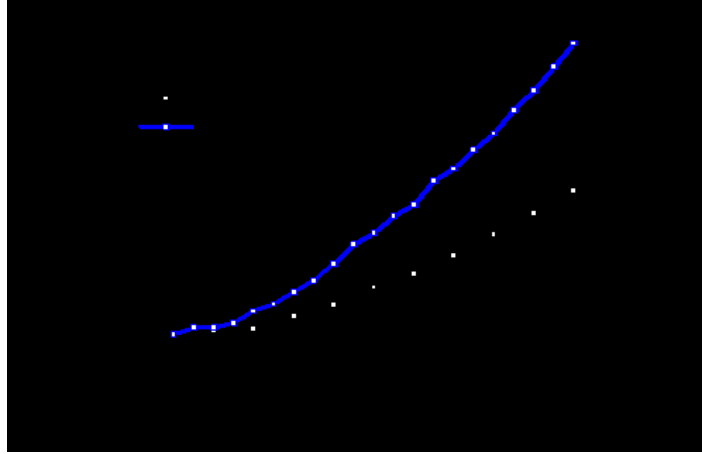


Figure 73 Auto-échauffement du composant 2 mesuré au moyen du capteur basé sur la méthode des 4 pointes et mesuré par le capteur à 2 accès

On observe sur la Figure 73 que l'écart entre les températures mesurées par les deux méthodes augmente avec l'augmentation de la tension  $V_{DS}$  et par conséquent avec l'augmentation de la puissance dissipée par le composant. Il est possible d'estimer de manière analytique la longueur  $L_{Ech}$  correspondant à la longueur sur laquelle chauffent les rubans métalliques. Pour y parvenir, on suppose que sur la longueur  $L_{Ech}$  la température des rubans métalliques est uniforme. En admettant cette hypothèse, la température mesurée s'exprime comme suit :

$$\Delta T = \frac{\Delta R_{2accès}}{S_{Ech}} \quad (82)$$

$S_{Ech}$  correspond à la sensibilité du ruban métallique de longueur  $L_{Ech}$ . La sensibilité d'un capteur résistif présentant une réponse linéaire en température est proportionnelle à sa résistance et au TCR ( $\alpha$ ) du matériau utilisé pour la fabrication du capteur. Le lien entre la sensibilité  $S_{Ech}$  et la longueur  $L_{Ech}$  s'exprime comme suit :

$$S_{Ech} = \frac{S\alpha R_{Ech}}{\alpha R_{capt}} \quad (83)$$

avec  $R_{Ech}$  la résistance du ruban métallique de longueur  $L_{Ech}$ . On en déduit que :

$$S_{Ech} = \frac{SL_{Ech}}{L_{Rcapt}} \quad (84)$$

avec  $L_{Rcapt}$  la longueur de la résistance  $R_{capt}$  exprimée en  $\mu m$ . Ainsi, en reportant l'équation (85) dans l'équation (83), on estime que la longueur sur laquelle des rubans-métalliques s'échauffent est donnée par :

$$L_{Ech} = \frac{L_{Rcapt} \Delta R_{2accès}}{\Delta TS} \quad (85)$$

$$L_{Ech} = \frac{25 \times 49}{64 \times 0.378} \quad (86)$$

$$L_{Ech} \simeq 51 \mu m \quad (87)$$

On estime donc que les rubans métalliques s'échauffent sur une longueur totale d'approximativement 51  $\mu m$ . En soustrayant la longueur du capteur intégré à la longueur  $L_{Ech}$ , on estime que les rubans métalliques s'échauffent sur une longueur de 26  $\mu m$  à l'extérieur de la zone active du composant.

Cette étude démontre donc que les rubans métalliques des capteurs positionnés à l'extérieur de la zone active des composants s'échauffent. Ceci entraîne une surestimation de la température mesurée au moyen d'un capteur à deux accès. Ces résultats démontrent la nécessité d'extraire la température de fonctionnement des composants au moyen du capteur basé sur la méthode des 4 pointes permettant de mesurer uniquement la résistance intégrée  $R_{capt}$ .

## **2.4 Deuxième étude**

L'objectif de la méthode de mesure indirecte consiste à trouver une méthode permettant de mesurer la résistance  $R_{capt}$  en utilisant deux aiguilles DC. Il convient de préciser ici que la méthode développée ne permet pas de s'affranchir des résistances de contacts entre les aiguilles et les plots de mesure du capteur. Au cours de cette étude deux dispositifs sont caractérisés. Le premier dispositif est un capteur en or de 50  $\mu m$  de long. Le capteur est calibré de manière directe et de manière indirecte afin de valider le modèle développé. Ensuite, la température de fonctionnement du composant 2 sera extraite de manière indirecte et comparée à la température extraite par la méthode de mesure directe.

La méthode indirecte développée ici a consisté à modéliser le capteur basé sur la méthode des 4 pointes (Figure 74) sous la forme d'un système d'équations analytique.

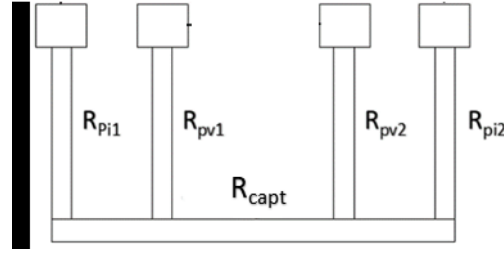


Figure 74 Capteur de température basé sur la méthode des 4 pointes

Pour rappel, la résistance  $R_{capt}$  est la résistance intégrée dans la zone active du composant. Les autres résistances observables sur la Figure 74 correspondent à des résistances parasites dont il est nécessaire de s'affranchir pour mesurer la résistance  $R_{capt}(T)$ . Les équations permettant de modéliser le capteur sont représentées ci-dessous :

$$R_{pi1}(T) + R_{pi2}(T) + R_{capt}(T) = R_{m1}(T) \quad (88)$$

$$R_{pi1}(T) + R_{pv1}(T) = R_{m2}(T) \quad (89)$$

$$R_{pi2}(T) + R_{pv2}(T) = R_{m3}(T) \quad (90)$$

$$R_{pv1}(T) + R_{pv2}(T) + R_{capt}(T) = R_{m4}(T) \quad (91)$$

$$R_{pi2}(T) + R_{pv1}(T) + R_{capt}(T) = R_{m5}(T) \quad (92)$$

où  $R_{mi}(T), i \in \{1, 5\}$  correspondent aux résistances mesurées en deux pointes. Ce système peut être réécrit sous la forme d'un système matriciel d'équations donné ci-dessous :

$$[R] \begin{pmatrix} R_{pi1}(T) \\ R_{pi2}(T) \\ R_{pv1}(T) \\ R_{pv2}(T) \\ R_{capt}(T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{m1}(T) \\ R_{m2}(T) \\ R_{m3}(T) \\ R_{m4}(T) \\ R_{m5}(T) \end{pmatrix} \quad (93)$$

avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (94)$$

Le système matriciel d'équations peut se résoudre par inversion de la matrice  $[R]$  :

$$\begin{pmatrix} R_{pi1}(T) \\ R_{pi2}(T) \\ R_{pv1}(T) \\ R_{pv2}(T) \\ R_{capt}(T) \end{pmatrix} = [R]^{-1} \begin{pmatrix} R_{m1}(T) \\ R_{m2}(T) \\ R_{m3}(T) \\ R_{m4}(T) \\ R_{m5}(T) \end{pmatrix} \quad (95)$$

avec :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & -0.5 \\ 0 & 0 & 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & -0.5 & 0.5 & 0 \end{bmatrix} \quad (96)$$

Les mesures réalisées sur le premier dispositif ont pour but de valider le modèle analytique développé. Ainsi, chaque résistance  $R_{mi}$  a été mesurée par la méthode des 4 pointes. La mesure des résistances  $R_{mi}$  au moyen de 4 aiguilles permet de s'affranchir des résistances de contact et d'améliorer la précision de la mesure. La manière de mesurer chaque résistance  $R_{mi}$  est représentée sur la Figure 75.

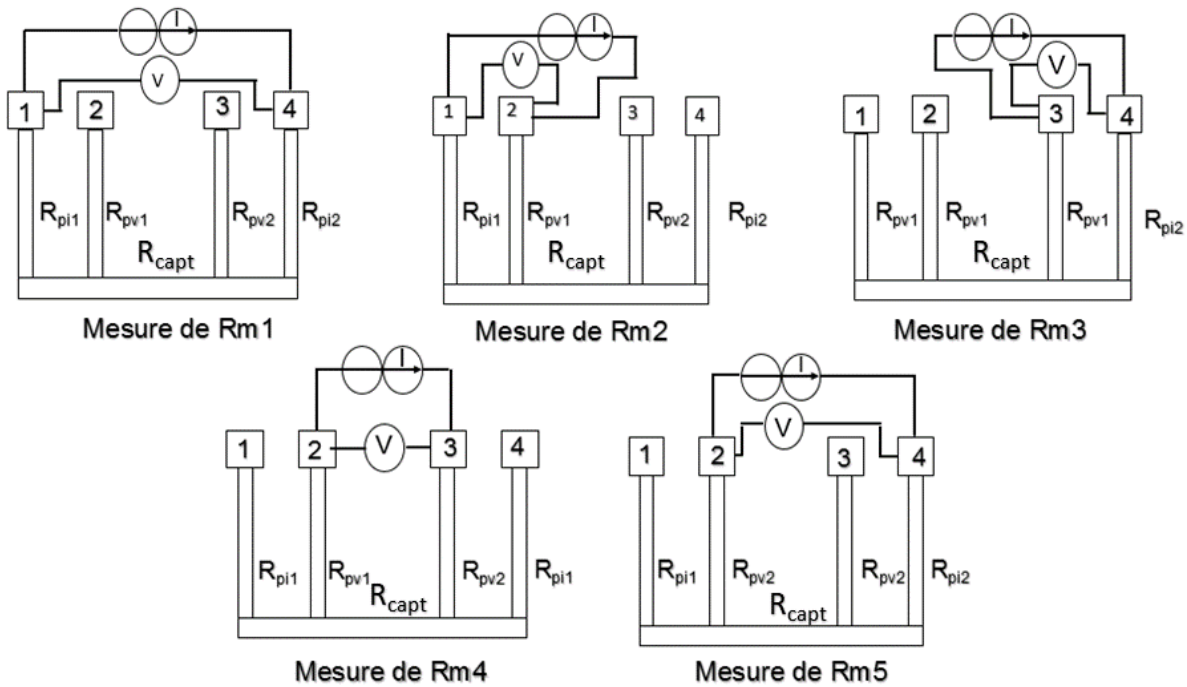


Figure 75 Mesure des différentes résistances  $R_{mi}(T)$

La calibration du capteur a été réalisée sur une plage de température comprise entre 30 et 90°C. Les valeurs des résistances  $R_{mi}$  sont données dans le Tableau 13. La Figure 76 représente les courbes de calibration du capteur mesurées de manière directe et indirecte.



### Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

T (°C)	30	50	70	90
$R_{m1}(\Omega)$	1610.8	1685.1	1759.4	1830.0
$R_{m2}(\Omega)$	1764.0	1845.5	1926.3	2004.2
$R_{m3}(\Omega)$	1739.7	1820.5	1899.4	1977.7
$R_{m4}(\Omega)$	2107.9	2206.2	2301.8	2397.4
$R_{m5}(\Omega)$	1861.5	1949.1	2032.2	2118.9

Tableau 13 Résistances  $R_{mi}$  mesurées pour plusieurs températures

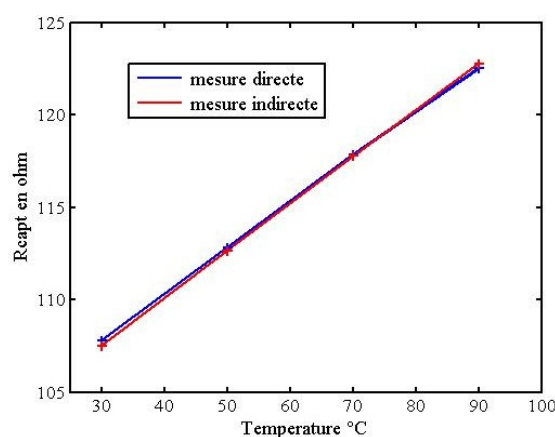


Figure 76 Courbe de calibration mesurée de manière directe et indirecte

La Figure 76 montre que les courbes de calibration obtenues de manière directe et indirecte sont proches l'une de l'autre validant ainsi le modèle développé.

Après avoir validé le modèle développé, la température de fonctionnement du composant 2 est extraite de manière indirecte (Figure 77). Dans ce cas, les résistances  $R_{mi}$  sont mesurées en utilisant deux pointes. Concrètement, pour chaque point de polarisation, les 5 résistances  $R_{mi}(T)$  sont mesurées. La Figure 77 représente la température du composant 2 extraite de trois manières, c'est-à-dire de manière directe et indirecte et en utilisant la méthode décrite dans la partie précédente.

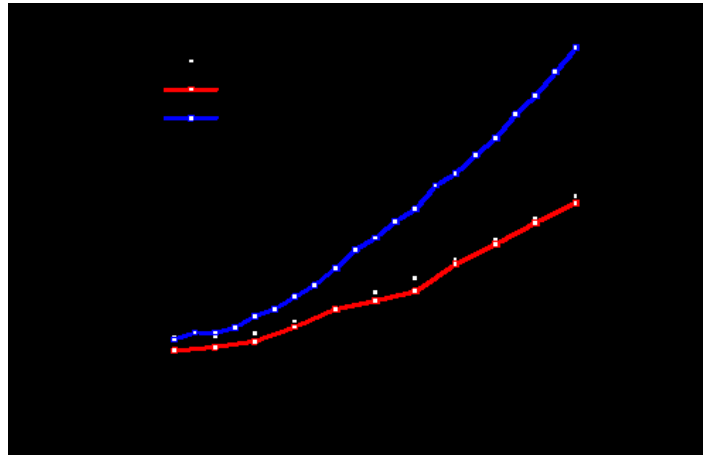


Figure 77 Mesure de la température du composant 2 de manière directe et de manière indirecte et en utilisant un demi-capteur

On observe sur la Figure 77 que la température mesurée par la manière indirecte est relativement proche de celle mesurée par la manière directe. La méthode indirecte améliore donc considérablement la méthode présentée dans la partie précédente.

La mesure des 5 résistances  $R_{mi}$  nécessite de repositionner les aiguilles de mesure engendrant potentiellement une modification des résistances de contacts. Ceci peut être à l'origine des écarts de températures entre les méthodes de mesure directe et indirecte observés sur la Figure 77. En effet, la précision de la méthode indirecte dépend de la valeur des résistances de contacts. Plus elles sont faibles et plus la résistance  $R_{capt}$  mesurée par la méthode indirecte est proche de celle mesurée par la méthode directe. Ainsi, compte tenu du fait que pour certains points de polarisation la méthode de mesure indirecte sous-estime la température extraite par la méthode directe, il a été décidé de mesurer la température des transistors en utilisant 4 aiguilles DC. Pour ce faire, les transistors seront également caractérisés en régime statique au moyen d'aiguilles DC.

### **3 Caractérisations thermiques de transistors**

#### **3.1 Mesure de la température en fonctionnement DC**

##### **3.1.1 Caractérisations thermiques au moyen du capteur intégré**

Les premières caractérisations thermiques réalisées sur des transistors ont consisté à démontrer que la résistance du capteur est sensible à la puissance dissipée par le composant. Les caractérisations électriques des transistors ont été réalisées au moyen de pointes coplanaires. Un capteur à deux accès a donc été mesuré. La Figure 78 (a) représente la caractéristique  $I_D(V_{DS})$  du transistor ainsi que la variation de la résistance du capteur à deux

accès en fonction de la polarisation  $V_{DS}$ . La Figure 78 (b) représente l'évolution de la résistance du capteur à deux accès ainsi que la puissance dissipée en fonction de la tension drain-source appliquée.

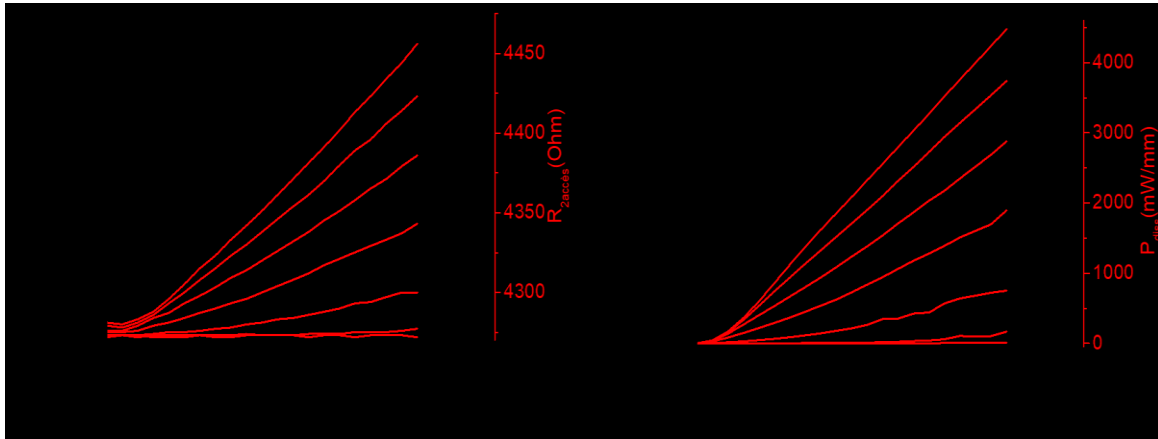
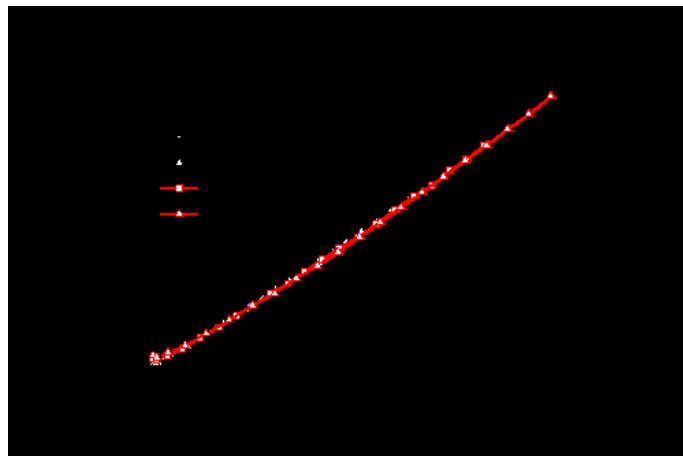


Figure 78 (a) Caractéristique  $I_D(V_{DS})$  d'un transistor de développement  $2 \times 50 \times 0.2 \mu m^2$  et évolution de la résistance du capteur à deux accès ; (b) Puissance dissipée et évolution de la résistance du capteur à deux accès en fonction de la tension drain-source

On observe sur la Figure 78 (a) que la résistance du capteur à deux accès dépend du point de polarisation du composant. En effet, pour une tension  $V_{DS}$  fixée, la résistance du capteur à deux accès augmente avec l'augmentation du potentiel de grille et par conséquent avec l'augmentation du courant de drain. De plus, pour une valeur de potentiel de grille constante, la résistance du demi-capteur augmente également avec l'augmentation du potentiel de drain. On observe sur la Figure 78 (b) une forte corrélation entre la puissance dissipée par le composant et la résistance du capteur à deux accès. La Figure 79 représente l'évolution de la résistance du capteur à deux accès en fonction de la puissance dissipée.



### Chapitre 3- Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

Figure 79 Evolution de la résistance du capteur à deux accès en fonction de la puissance dissipée

On observe sur la Figure 79 que pour une même valeur de puissance dissipée, correspondant à des points de polarisation différents ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ ), les résistances du capteur à 2 accès mesurées sont très proches les unes des autres. Ce résultat préliminaire semble indiquer que pour une même valeur de puissance dissipée (correspondant à des points de polarisation différents) la température mesurée par le capteur sera identique. Toutefois compte tenu du fait que la résistance mesurée est celle d'un capteur à 2 accès, il n'est pas possible d'extraire la température de fonctionnement du transistor. En effet, la température mesurée au moyen d'un capteur à deux accès est considérablement surestimée (partie 2.3 du chapitre).

Dans la suite, les caractérisations thermiques sont réalisées sur l'échantillon T2533 dont l'hétérostructure est représentée sur la Figure 80. Les propriétés de transports mesurées par effet Hall sont données dans le Tableau 14.

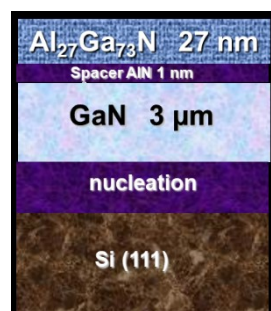


Figure 80 Hétérostructure de l'échantillon T2533

Résistance carrée ( $\Omega$ )	745
Mobilité ( $\text{cm}^2/\text{V.s}$ )	1270
$n_s (\times 10^{13} \text{ cm}^{-2})$	0.7

Tableau 14 Propriétés de transport des porteurs de l'échantillon T2533

Afin de polariser le transistor et mesurer la résistance du capteur simultanément, les pointes coplanaires ont été remplacées par des aiguilles DC (Figure 81).

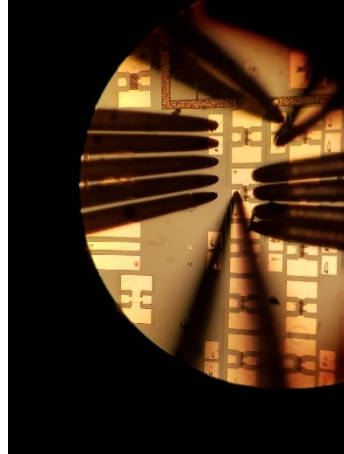


Figure 81 Mesure du capteur de température et du transistor au moyen d'aiguilles DC

La Figure 82 (a) représente les caractéristiques  $I_D(V_{DS})$  et  $T(V_{DS})$  où  $T$  représente la température de fonctionnement mesurée d'un transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$ . La Figure 82 (b) montre la température mesurée en fonction de la puissance dissipée. La Figure 83 représente la courbe de calibration du capteur.

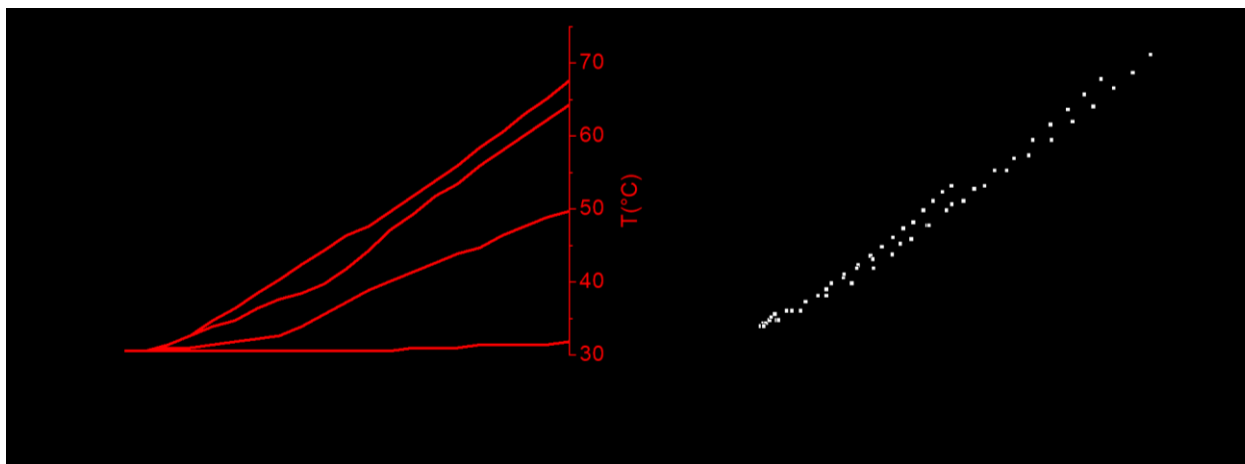


Figure 82 (a) Caractéristiques  $I_D(V_{DS})$  et  $T(V_{DS})$  d'un transistor  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  ( $V_{GS}$  de -3V à 0V par pas de 1V), (b) Température de fonctionnement du composant en fonction de la puissance dissipée



Figure 83 Courbe de calibration du capteur

La Figure 82 (a) montre qu'une température maximale de 68°C est extraite au point de polarisation  $V_{GS}=0V$ ,  $V_{DS}=10V$  correspondant à une puissance dissipée de 3.5 W/mm. La Figure 82 (b) met en exergue que pour une valeur de puissance dissipée par le composant, correspondant à des points de polarisation différents ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ ), les températures mesurées sont très proches les unes des autres validant ainsi la méthode de mesure. On peut souligner une variation non-linéaire de la température en fonction de la puissance observée, ce qui est encore attribuée à la diminution de la conductivité thermique de la structure épitaxiale lorsque la température augmente.

### **3.1.2 Caractérisations infrarouges**

Dans cette partie, la température du transistor extraite au moyen du capteur est comparée à celle obtenue au moyen d'un système de mesure par caméra infrarouge. Une caméra infrarouge (QFIMWIR-512) est utilisée. La caméra possède un détecteur InSb refroidit par azote liquide permettant de réduire le bruit thermique. Le système de mesure présente une résolution spatiale de 3  $\mu m^2$  et une résolution en température de l'ordre de 0.1 K. La Figure 84 représente le banc de mesure utilisé pour les caractérisations thermiques des composants.

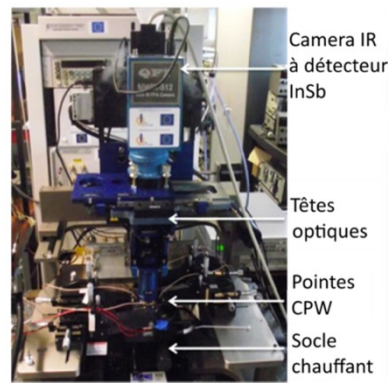


Figure 84 Banc de mesure infrarouge

Une calibration est préalablement réalisée afin de déterminer l'émissivité de la surface du composant. Lors des caractérisations thermiques, la température du socle chauffant est maintenue à 70 °C correspondant au plancher de bruit du banc de mesure. La Figure 85 (a) représente une image infrarouge d'un transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  au point de polarisation ( $V_{GS} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{DS} = 10 \text{ V}$ ). La Figure 85 (b) représente l'auto-échauffement du transistor extrait au moyen du capteur intégré et de la caméra infrarouge.

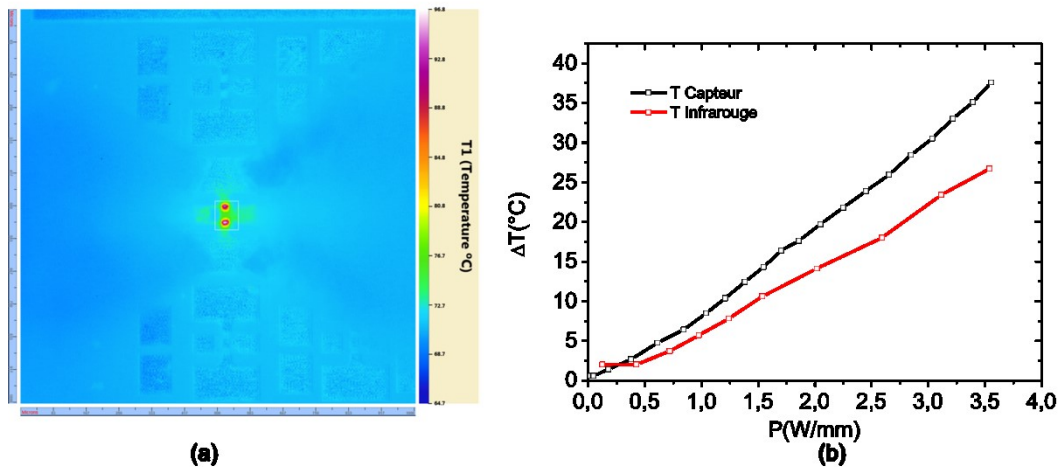


Figure 85 Image infrarouge d'un HEMT de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}$  obtenu au point de polarisation ( $V_{GS}=0 \text{ V}$ ,  $V_{DS}=10 \text{ V}$ ) (a), Comparaison de l'auto-échauffement mesurée au moyen du capteur intégré et de la caméra infrarouge

On observe sur la Figure 85 (b) que la température mesurée par le capteur est plus élevée que celle extraite au moyen de la caméra infrarouge. Ces mesures indiquent que la température mesurée par le capteur est plus proche de la température maximale du composant que celle mesurée par la caméra. On observe également sur la Figure 85 (b) que l'écart entre les

températures mesurées par les deux méthodes augmente avec la puissance dissipée. Un écart maximal de 11°C est obtenu au point de polarisation ( $V_{GS} = 0$  V,  $V_{DS} = 10$  V) correspondant à une puissance dissipée de 3.5 W/mm. L'augmentation de l'écart avec la puissance dissipée est attribuée à la faible résolution spatiale du banc de mesure infrarouge. En effet, la température mesurée par la caméra correspond à une température moyennée sur une surface de grande dimension ( $3 \mu\text{m}^2$ ) correspondant à la surface d'un pixel. La température mesurée par la caméra est donc sous-estimée. Cette sous-estimation devrait donc théoriquement augmenter avec l'augmentation de la puissance.

### **3.2 Mesure de la température en puissance hyperfréquence**

L'objectif de la mesure est de démontrer que le capteur de température intégré est sensible à la puissance dissipée par le composant lors de la mesure en puissance hyperfréquence. Toutefois, compte tenu du fait que le design des capteurs ne permet pas de mesurer la résistance  $R_{\text{capt}}$  au moyen de 4 aiguilles, un capteur à 2 accès est mesuré lors de la caractérisation en puissance hyperfréquence.

#### **3.2.1 Principe de la mesure en puissance hyperfréquence**

Un LSNA (large-signal network analyzer) est utilisé pour injecter un signal de puissance hyperfréquence en entrée du composant sous test. Le composant est polarisé à un point de polarisation ( $V_{GSq}$ ,  $V_{DSq}$ ) selon la classe de fonctionnement du composant. Une charge active permet de minimiser la puissance réfléchie à la sortie du composant. La charge active est synthétisée au moyen d'une source hyperfréquence dont la variation de la puissance et de la phase permet de simuler un coefficient de réflexion quelconque. L'impédance présentée à la sortie du composant correspond au conjugué du paramètre  $S_{22}$  mesuré au point de polarisation ( $V_{GSq}$ ,  $V_{DSq}$ ) en fonctionnement petit signal. Cette impédance optimale permet en effet d'obtenir le maximum de puissance hyperfréquence à la sortie du composant. Après avoir déterminé l'impédance de sortie optimale, les mesures en puissance sont réalisées pour plusieurs valeurs de puissances hyperfréquence injectées à l'entrée du composant ce qui permet d'obtenir la puissance de sortie du composant  $P_{\text{out}}$ , la puissance absorbée par le composant  $P_{\text{abs}}$ , le rendement en puissance ajouté PAE et le gain en puissance  $G_p$  du composant. La Figure 86 représente de manière schématique le banc de mesure utilisé pour la caractérisation des composants sous une excitation en puissance hyperfréquence.



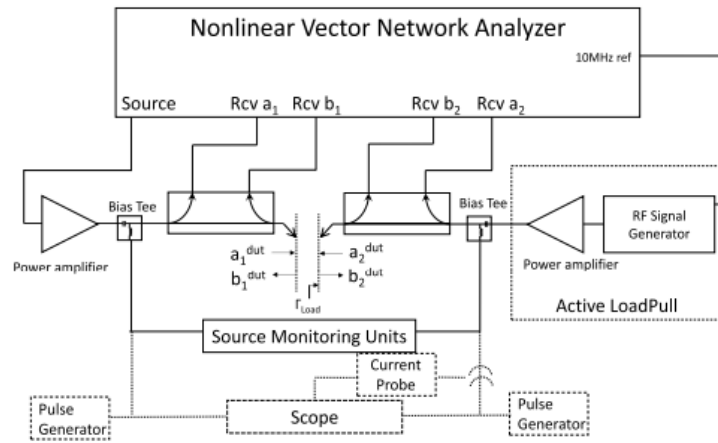


Figure 86 Représentation schématique du banc de mesure en en configuration onde continu (CW) et en configuration pulsé (en pointillé) [92]

Deux aiguilles DC ont été ajoutées sur le banc de mesure afin de mesurer la résistance d'un capteur à deux accès.

### 3.2.2 Caractérisations statiques

Le transistor sous test dans cette partie présente un développement de  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  et une distance source-drain de  $4.5 \mu\text{m}$ . La caractéristique  $I_D(V_{DS})$  du composant est représentée sur la Figure 87 (a). La Figure 87 (b) montre les caractéristiques  $g_m(V_{GS})$  et  $I_D(V_{GS})$  du transistor.

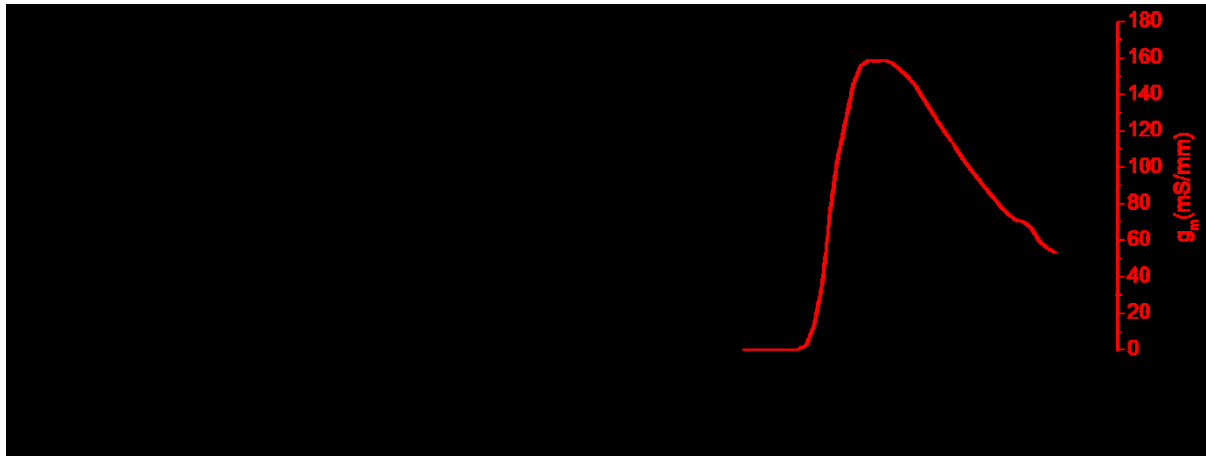


Figure 87 (a) Caractéristique  $I_D(V_{DS})$  ( $V_{GS}$  de -5 V à 0 V par pas de 0.5 V) et (b) caractéristique  $g_m(V_{gs})$  et  $I_D(V_{DS})$  d'un transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  ( $V_{DS} = 8\text{V}$ )

Pour une tension  $V_{GS}$  de 0V, un courant maximal de  $420 \text{ mA} \cdot \text{mm}^{-1}$  est mesuré. Une transconductance maximale de  $160 \text{ mS} \cdot \text{mm}^{-1}$  est obtenue pour une tension  $V_{DS}$  de 8 V.

### 3.2.3 Caractérisation petit signal

La Figure 88 représente le module du gain en courant et le module du module du gain unilatéral de Mason extrinsèque du composant sous test au point de polarisation correspondant au maximum de la transconductance extrinsèque précédemment déterminée.

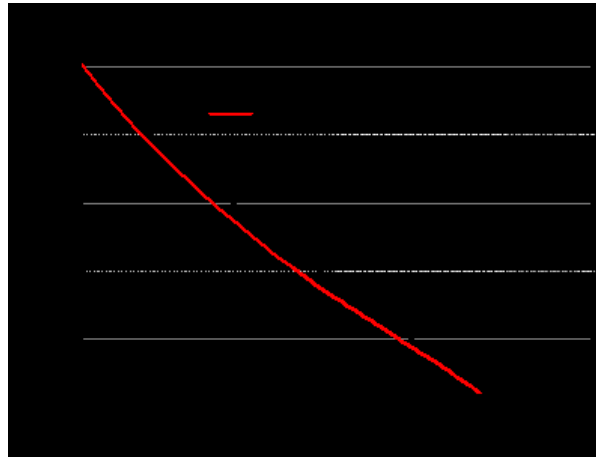


Figure 88 Module du gain en courant  $|h_{21}|$  et module du gain unilatéral de Mason  $|U|$  du transistor de développement  $2 \times 25 \times 0.2 \mu\text{m}^2$  ( $V_{GS} = -2.5\text{V}$ ,  $V_{DS} = 8\text{V}$ )

On observe que le gain unilatéral de Mason s'annule à 20 GHz. Des mesures de paramètres  $S_{ij}$  complémentaires sur des lignes CPW (CoPlanar Waveguide) ont permis d'extraire de déterminer les coefficients de transmission  $S_{12}$  ou  $S_{21}$  (les deux paramètres sont identiques car les lignes sont symétriques) afin de déterminer les pertes dans l'hétéro-structure.

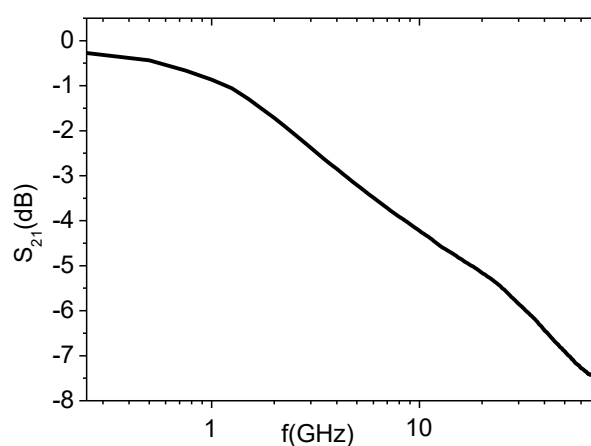


Figure 89 Mesure des lignes de transmission sur l'échantillon T2533

Les mesures du paramètre de transmission menées sur l'échantillon montrent des pertes importantes. On peut mentionner qu'à 20 GHz, les pertes sont de -5.2 dB/mm. Elles ont pour

conséquence de limiter les performances en puissance hyperfréquence ( $G_p$ , PAE,  $P_{out}$ ) du composant testé. Les pertes hyperfréquences sont liées à la qualité cristalline de l'hétérostructure, aussi il convient de mentionner que cette épitaxie de test utilisée a seulement pour objectif de valider la méthode de mesure de température. Malgré les pertes importantes, des mesures en puissances hyperfréquence ont été réalisées sur cet échantillon car l'objectif de la mesure est de démontrer la possibilité d'extraire la température du composant lors de la mesure de puissance hyperfréquence. Compte tenu des caractéristiques extrinsèques du composant en fonctionnement petit signal, les mesures en puissance hyperfréquence ont été conduites à 6 GHz.

### 3.2.4 Mesure en puissance hyperfréquence en bande C

L'objectif de cette mesure consiste à démontrer la possibilité de mesurer la température de fonctionnement du composant sous une excitation de puissance hyperfréquence au moyen des capteurs intégrés. Au cours de la caractérisation du composant en puissance hyperfréquence, la résistance d'un capteur à deux accès a été mesurée. La Figure 90 représente les caractéristiques en puissance hyperfréquence du composant mesurées au point de polarisation ( $V_{GS} = -2.5V$ ,  $V_{DS} = 8V$ ) correspondant à une polarisation en classe A.

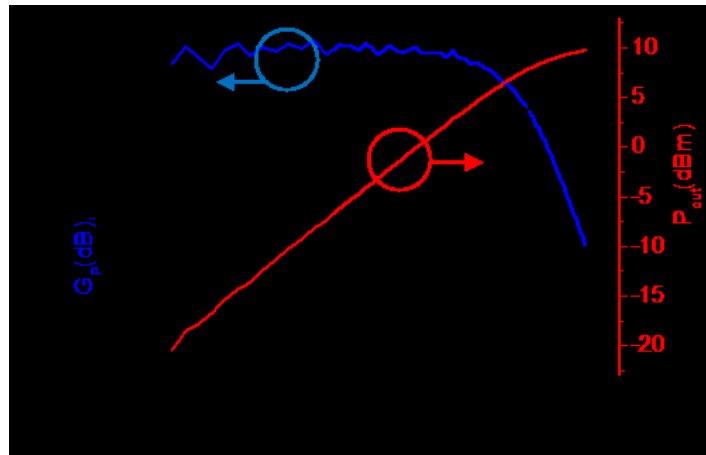


Figure 90 Caractéristiques de puissance hyperfréquence à 6 GHz au point de polarisation ( $V_{GS} = -2.5V$ ,  $V_{DS} = 8V$ )

Au point de polarisation ( $V_{GS} = -2.5V$ ,  $V_{DS} = 8V$ ), associé à une impédance de charge  $\Gamma_{load} = 8e^{j2^\circ}$ . Pour rappel, la puissance injectée ( $P_{inj}$ ) est la puissance hyperfréquence injectée à l'entrée du composant. Elle est plus faible que la puissance hyperfréquence absorbée ( $P_{abs}$ ) par le composant. Comme on pouvait s'y attendre les performances sont modestes. On observe un gain linéaire de 6.5 dB. Le gain linéaire est calculé comme suit :

### Chapitre 3- Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

$$G_P = P_{out} - P_{abs} \quad (97)$$

$$G_P = P_{out} - P_{inj}(1 - |S_{11}|^2) \quad (98)$$

On observe également une densité maximale de puissance hyperfréquence de 0.2 W/mm (9.8 dBm) avec un rendement en puissance ajouté maximal de 6 %. La résistance du capteur à deux accès et la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée sont représentées sur la Figure 91.

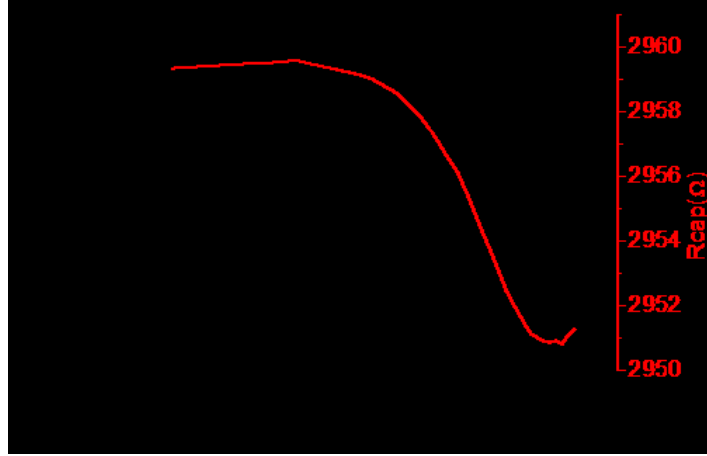


Figure 91 Evolution de la résistance du capteur à deux accès et de la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée

On observe que la résistance du capteur reste constante pour une puissance injectée comprise entre -20 dBm et -10 dBm. Pour une puissance injectée comprise entre -10 dBm et 10 dBm, la résistance du capteur diminue alors que la puissance de sortie du composant augmente. A partir d'une puissance injectée supérieure à 10 dBm, la résistance du capteur augmente. Le capteur de température présente une réponse en température linéaire. Par conséquent, l'évolution de la température du composant en fonction de la puissance injectée est identique à celle de la résistance du capteur.

Pour expliquer le comportement de la résistance du capteur et de la température de fonctionnement du transistor lors de la mesure en puissance hyperfréquence, nous calculons la puissance dissipée par le composant comme suit :

$$P_{dissRF} = P_{dissDC} (1 - PAE) \quad (97)$$

### Chapitre 3- Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants

La relation (23) montre que la puissance dissipée dépend de l'opposé du rendement en puissance ajouté. On a représenté sur la Figure 92 le rendement en puissance ajouté ainsi que la résistance du capteur en fonction de la puissance injectée.

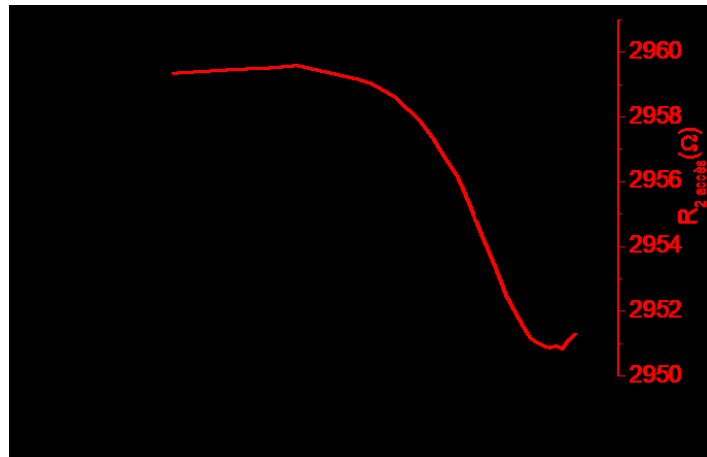


Figure 92 Evolution de la résistance du capteur et de la PAE en fonction de la puissance injectée en entrée du composant

Une très forte corrélation entre la résistance du capteur et le rendement en puissance ajouté est observable. La Figure 93 représente la puissance dissipée et la résistance du capteur à deux accès en fonction de la puissance injectée.

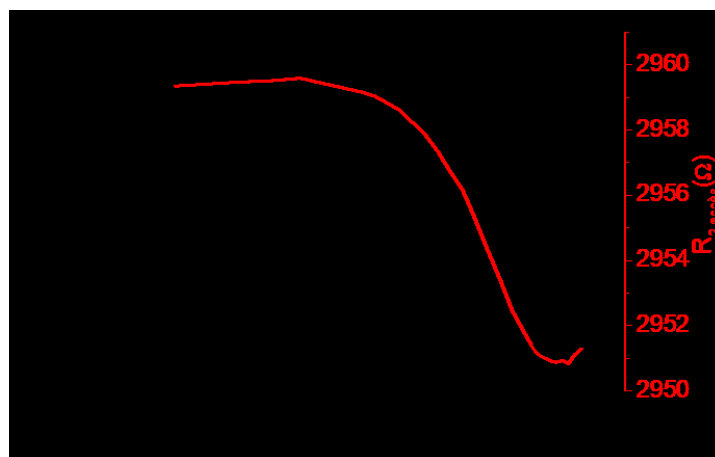


Figure 93 Evolution de la puissance dissipée et de la résistance du capteur à deux accès lors de la mesure en puissance hyperfréquence

On observe sur la Figure 93 une forte corrélation entre la puissance dissipée par le transistor et la résistance du capteur à deux accès. Toutefois, il est important de préciser ici que la

### ***Chapitre 3-Caractérisations statique, hyperfréquence et thermique des composants***

température du composant sous test n'a pas été extraite car les rubans métalliques présentent des ruptures de métallisation ainsi :

- l'étude présentée dans la partie 2.3 de ce chapitre montre que la température extraite au moyen d'un capteur à deux accès est surestimée.
- l'étude présentée dans la partie 2.4 montre que la méthode indirecte nécessite de mesurer les 5 résistances  $R_{mi}$ . La mesure de ces 5 résistances est uniquement possible si les rubans métalliques ne présentent pas de rupture de métallisation. Cette méthode n'a pas été applicable ici.

Bien que la température de fonctionnement du composant caractérisé en puissance hyperfréquence n'ait pas été mesurée, le dernier résultat de ces travaux de thèse présenté sur la Figure 30 démontre la possibilité d'extraire la température de fonctionnement de transistors, à grille courte, sous une excitation de puissance hyperfréquence au moyen des capteurs résistifs intégrés. Ceci constituait l'objectif principal de ces travaux de recherche. Ce dernier résultat est, à notre connaissance, inédit dans la littérature et nous l'espérons sera d'un grand intérêt pour la communauté scientifique.

## Conclusion du chapitre 3

Ce chapitre présente les caractérisations en régime statique, en régime hyperfréquence ainsi que les caractérisations thermiques menées sur les composants fabriqués au cours de ces travaux de thèse. Il montre que l'influence des capteurs sur les performances des transistors en régime statique et en régime hyperfréquence est négligeable. A la suite de ces résultats, des caractérisations thermiques des composants ont été réalisées en régime statique et en régime hyperfréquence. La comparaison des mesures à des simulations thermiques réalisées au moyen d'un modèle physico-thermique a permis de valider la méthode de mesure. L'ensemble de ces résultats démontre la possibilité d'extraire la température de transistors en régime statique et hyperfréquence au moyen d'un capteur de température résistif intégré. Cette étude montre également que les prototypes fabriqués dans le cadre de ces travaux sont fonctionnels.

# Conclusion générale et perspectives

Ce manuscrit de thèse présente une synthèse exhaustive des différentes études menées au cours de ces travaux de thèse ayant pour thématique la caractérisation thermique des transistors de type HEMT AlGaIn/GaN en fonctionnement.

Nous avons ainsi pu montrer la possibilité de mesurer et contrôler la température de fonctionnement de transistors HEMT en régime de fonctionnement statique et en régime hyperfréquence au moyen d'un capteur de température résistif intégré au plus près de la zone chaude du composant.

Le premier chapitre du manuscrit a montré que l'augmentation de la température induit une détérioration des propriétés physiques des semiconducteurs. Ceci engendre une diminution des performances et dégrade la fiabilité des composants. Plusieurs méthodes présentes dans la littérature permettent de mesurer la température de fonctionnement des composants. Cependant ces méthodes ne sont pas adaptées pour mesurer en temps réel la température de composants packagés. La fin de ce chapitre est consacrée à la présentation de la méthode de mesure développée au cours de ces travaux de thèse, c'est-à-dire l'intégration d'un capteur de température résistif directement dans la zone active du transistor, au plus près du point chaud, dont les dimensions et la topologie sont compatibles pour des applications de puissance hyperfréquence au-delà de 10GHz.

Le deuxième chapitre est consacré à la description des différentes étapes technologiques de fabrication de transistors de type HEMT pour des applications de puissance hyperfréquence ainsi qu'à la description du procédé d'intégration des capteurs de température. La majeure partie du développement technologique concerne la définition d'un procédé spécifique permettant de positionner le capteur au plus près du point chaud, c'est-à-dire en sortie de grille dans l'espace grille-drain de faible dimension. Des capteurs de températures en nickel, basés sur la méthode des 4 pointes, ont ainsi été intégrés avec succès pour la mesure de la température de transistors à faible longueur de grille. Ce type de capteur présente différents avantages :

- la méthode des 4 pointes permet une mesure précise de la température en s'affranchissant des résistances d'accès ;



- les plots d'accès aux capteurs se trouvent à l'extérieur de la zone active du composant ;
- les études ont montré que le nickel est le métal qui permet d'obtenir une excellente sensibilité de mesure.

Le dernier chapitre du manuscrit présente les caractérisations en régimes statique et hyperfréquence ainsi que les caractérisations thermiques menées sur les composants fabriqués au cours de ces travaux de thèse. On a ainsi démontré que l'influence des capteurs intégrés sur les performances en régime statique et en régime hyperfréquence des transistors est négligeable. A la suite de ces résultats, des caractérisations thermiques des composants ont été réalisées en régimes statique et hyperfréquence. La comparaison des mesures à des simulations thermiques réalisées au moyen d'un modèle physico-thermique a permis de valider la méthode de mesure. L'ensemble de ces résultats démontre la possibilité d'extraire la température de transistors en régime statique et hyperfréquence au moyen de capteur de température résistifs intégrés. Ils montrent également que les prototypes fabriqués dans le cadre de ces travaux sont fonctionnels. Ces résultats démontrent la possibilité d'intégrer les capteurs résistifs dans tout composant sur une ligne de production.

Les perspectives de ce travail consisteraient, dans un premier temps, à modifier le design des capteurs pour caractériser à la fois les transistors avec des pointes coplanaires et mesurer la résistance du capteur au moyen de 4 aiguilles DC. Dans un second temps, le procédé de fabrication des dispositifs pourrait être optimisé ce qui permettrait d'obtenir un haut rendement de composants fonctionnels. Des procédés de fabrication alternatifs peuvent être envisagés pour fiabiliser le procédé technologique. La métallisation des capteurs par pulvérisation devrait permettre d'améliorer davantage la conformabilité du dépôt et ainsi considérablement diminuer les ruptures de métallisation des rubans métalliques des capteurs. Cependant, il n'est pas trivial de métalliser les capteurs par ce procédé. En effet, la conformabilité du dépôt par pulvérisation risque potentiellement de rendre difficile le lift off de l'échantillon constituant l'inconvénient majeur de cette méthode. Toutefois moyennant un développement technologique ce procédé de métallisation peut être utilisé. En effet, A.Soltani *et al.* [93] ont métallisé des grilles de transistors par pulvérisation montrant la possibilité de métalliser les capteurs par cette méthode. Des ponts à air devraient également permettre d'améliorer la conformabilité de la métallisation du capteur. Des via-holes pourraient également être utilisés pour assurer le contact électrique entre les plots de mesure du capteur et la résistance du capteur intégré dans la zone active des HEMTs. La fabrication de grille

nitruure est autre solution pour améliorer la fiabilité du procédé de fabrication. Dans ce cas, la grille en Té serait enterrée dans la couche de passivation améliorant ainsi la planéité du dépôt de la passivation par PECVD et donc la conformabilité de la métallisation des rubans. Une autre solution consisterait à fabriquer des grilles en carrés en diminuant l'épaisseur de la métallisation au lieu des grilles en Té. Des grilles carrées d'épaisseur 150 nm devraient permettre le passage des capteurs sans rupture de métallisation. Cependant, la diminution de l'épaisseur de la métallisation et la fabrication de grilles carrées présente l'inconvénient d'augmenter la résistance de grille diminuant ainsi les performances fréquentielles des composants.

Une fois le procédé de fabrication des capteurs fiabilisé, la température de fonctionnement des transistors pourra être mesurée en temps réel. Un capteur pourrait être intégré dans la zone active de transistors à plusieurs doigts de grille permettant ainsi de mesurer la température du doigt central. On peut souligner ici que le design des transistors et le procédé de fabrication des transistors n'ont pas été modifiés, ce qui permet d'envisager l'intégration de capteurs dans tout type de composants sur une ligne de production industrielle. La mesure de la température en temps réel permettrait de prévoir la défaillance des composants assurant une maintenance préventive et non curative des systèmes électroniques. La mesure de la température en temps réel permettrait également de contrôler la température de fonctionnement des composants permettant ainsi d'augmenter leur durée de vie.

## Bibliographie

- [1] Y. Tang, K. Shinohara, D. Regan, A. Corrion, D. Brown, J. Wong, A. Schmitz, H. Fung, S. Kim, and M. Micovic, «Ultrahigh-Speed GaN High-Electron-Mobility Transistors With  $f_T / f_{max}$  of 454/444 GHz,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 36(6), pp. 549-551, Jun 2015.
- [2] Y. F. Wu, M. Moore, A. Saxeler, T. Wisleder and P. Parikh, «40-W/mm Double Field Plate GaN HEMTs,» *Device Research Conference, 2006 64th*, p. 151–152, 2006.
- [3] T. Palacios, A. Chakraborty, S. Rajan, C. Poblenz, S. Keller, S. P. DenBaars, J. S. Speck, and U. K. Mishra, «High-power AlGaIn/GaN HEMTs for Ka-band applications,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26(11), p. 781–783, Nov 2005.
- [4] A. Soltani, J.-C. Gerbedoen, Y. Cordier, D. Ducatteau, M. Rousseau, M. Chmielowska, M. Ramdani, and J.-C. De Jaeger, «Power Performance of AlGaIn/GaN High Electron-Mobility Transistors on (110) Silicon Substrate at 40 GHz,» *IEEE Electron Device Lett*, vol. 34, p. 490–492, Apr 2013.
- [5] P. Altuntas, F. Lecourt, A. Cutivet, N. Defrance, E. Okada, M. Lesecq, S. Rennesson, A. Agboton, Y. Cordier, V. Hoel, and J. C. De Jaeger, «Power performance at 40 GHz of AlGaIn/GaN High-Electron Mobility Transistors Grown by Molecular Beam Epitaxy on si(111) Substrate,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 34, p. 490–492, Apr 2015.
- [6] D. C. Dumka, C. Lee, H. Q. Tserng, P. Saunier, and M. Kumar, «AlGaIn/GaN HEMTs on Si substrate with 7 W/mm output power density at 10 GHz,» *Electronics Letters*, vol. 40(16), p. 1023–1024, Aug 2004.
- [7] J. C. Gerbedoen, A. Soltani, S. Joblot, J. C. De Jaeger, C. Gaquiere, Y. Cordier, and F. Semond, «AlGaIn/GaN HEMTs on (001) silicon substrate with power density performance of 2.9 W/mm at 10 GHz,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 57(7), July 2010.
- [8] D. Ducatteau, A. Minko, V. Hoel, E. Morvan, E. Delos, B. Grimbert, H. Lahreche, P. Bove, C. Gaquiere, J. C. De Jaeger, and S. Delage, «Output power density of 5.1 W/mm at 18 GHz with an AlGaIn/GaN HEMT on si substrate,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 27(1), p. 7–9, 2006.
- [9] Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, R. P. Smith, S. Sheppard, P. M. Chavarkar, T. Wisleder, U. K. Mishra, and P. Parikh, «30-W/mm GaN HEMTs by field plate optimization,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25(3), pp. 117-119, March 2004.
- [10] E. Harvard, R. Brown, and J. R. Shealy, «Performance of AlGaIn/GaN High-Electron Mobility Transistors With AlSiN Passivation,» *IEEE Transactions on Electron Devices*,

vol. 58(1), pp. 87-93, Jan 2011.

- [11] S. Piotrowicz, O. Jardel, E. Chartier, R. Aubry, L. Baczkowski, M. Casbon, C. Dua, L. Escotte, P. Gamarra, J. C. Jacquet, N. Michel, S. D. Nsele, M. Oualli, O. Patard, C. Potier, M. A. Di-Forte Poisson, and S. L. Delage, «12W/mm with 0.15  $\mu\text{m}$  InAlN/GaN HEMTs on SiC technology for K and Ka-Bands applications,» in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, pp. 1-3, 2014.
- [12] A Wang, M J Tadjer, F Calle, «Simulation of thermal management in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs with integrated diamond heat spreaders,» *Semiconductor science and technology*, vol. 28, pp. 1-8, 2013.
- [13] C. S. Sharma, M. K. Tiwari, B. Michel, D. Poulikakos, «Thermofluidics and energetics of a manifold microchannel heat sink for electronics with recovered hot water as working fluid,» *International Journal of heat Mass Transfert*, vol. 58, pp. 135-151, 2013.
- [14] D. B. TUCKERMAN and R. F. W. PEASE, «High-Performance Heat Sinking for VLSI,» *IEEE Electron Device Letter*, vol. 2(5), pp. 126-129, May 1981.
- [15] Y. P. Varshni, «Temperature dependence of the energy gap in semiconductors,» *Physica*, vol. 34, p. 149–154, 1967.
- [16] B.Benbakhtil, M.Rousseau, A.Soltani, and J.C.De Jaeger, «Electron transport properties of gallium nitride for microscopic power device modelling,» *IOP Science*, vol. 193, pp. p 1-4, 2009.
- [17] J. D. Albrecht, R. P. Wang, and P. P. Rudena, M. Farahmand and K. F. Brennan, «Electron transport characteristics of GaN for high temperature device modeling,» *Journal of Applied Physics*, vol. 83( 4777), pp. 4777-4781, May 1998.
- [18] S. K. O’Leary, B. E. Foutz, M. S. Shur, U. V. Bhapkar, and L. F. Eastman, «Electron transport in wurtzite indium nitride,» *Journal of Applied Physics*, vol. 83, pp. 826-829, Oct 1997.
- [19] Y.Chang, Y.Zhang, Y.Zhang, and K.Y.Tong, «A thermal model for static current characteristics of Al Ga N/GaN high electron mobility transistors including self-heating effect,» *Journal of Applied Physics*, vol. 99, pp. 1-4, 2006.
- [20] M.Rousseau,A.Soltani,andJ.C.DeJaeger, «Efficient physical-thermal model for thermal effects in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors,» *Applied physics Letter*, vol. 101, 2012.
- [21] B.K.Schwitter, A.E.Parker, A.P.Fattorini, S.J.Mahon,andM.C.Heimlich, «Study ofgate junction temperature in GaAs PHEMTs using gate metal resistance thermometry.,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60(10) , p. 3358–3364, Oct 2013.
- [22] R. Vetury, N. Q. Zhang, S. Keller, U.K Mishra, «The impact of surface states on the DC and RF charcteristics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HFETs,» *IEEE Transaction on Electron Devices*,

vol. 48(3), pp. 560-566, 2001.

- [23] P. B. Klein, S. C. Binari, K. Ikossi, A. E. Wickenden, D. D. Koleske and R. L. Henry, «Current collapse and the role of carbon in algan/gan high electron mobility transistors,» *Applied Physics Letters*, vol. 79(21), pp. 3527-3529, 2001.
- [24] O. Mitrofanov and M. Manfra,, «Mechanisms of gate lag in GaN/AlGaN/GaN high electron mobility transistors,» *Superlattices and Microstructures*, vol. 34, pp. 33-53, DEC 2003.
- [25] J. M. Tirado, J. L. Sánchez-Rojas, and J. I. Izpura, «Trapping Effects in the Transient Response of AlGaN/GaN HEMT Devices,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54(3), pp. 410-417, March 2007.
- [26] F. Gamand, «Amplificateurs de puissance et convertisseurs DC/DC à base de GaN pour des applications hyperfréquences,» *PhD thesis, Université des sciences et technologie de Lille*, 2009.
- [27] J.-C. GERBEDOEN, «Conception et réalisation technologique de transistors de la filière HEMTs AlGaN/GaN,» *PhD thesis Université de Lille* , 2009.
- [28] P. J. Tasker and B. Hughes, «Importance of source and drain resistance to the maximum  $f_{sub T}$  of millimeter-wave MODFETs,» *IEEE Electron Device Lett*, vol. 10, p. 291–293, Jul 1989.
- [29] R.J. Trew, D.S.Green, and J. B. Shealy, «AlGaN/GaN HFET reliability,» *IEEE microwave magazine*, vol. 10(4), p. 116–127, June 2009.
- [30] Y. Douvry, «Étude de HEMTs AlGaN/GaN à grand développement pour la puissance hyperfréquence : - Conception et fabrication-Characterisation et fiabilité,» *PHD thesis Université de Lille 1*, 2012.
- [31] R. Aubry, «Etude des aspects électrothermiques de la filière HEMT AlGaN/GaN pour application de puissance hyperfréquence,» *PHD thesis Université de Lille*, 2004.
- [32] A.Aleksov, J.M.Gobien, X.Li, J.T.Prater, Z.Sitar, «Silicon-on-Diamond — An engineered substrate for electronic applications,» *Diamond and Related Material*, vol. 15, pp. 248-253, 2006.
- [33] N. Tsurumi, H. Ueno, T. Murata, H. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, K Inoue, T Tanaka, «AlN Passivation Over AlGaN/GaN HFETs for Surface Heat Spreading,» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, n° 157(5), pp. 980-984, 2010.
- [34] S. Huang, Q. Jiang, S. Yang, C. Zhou, and K. J. Chen, «Effective Passivation of AlGaN/GaN HEMTs by ALD-Grown AlN Thin Film,» *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, vol. 33(4), Apr 2012.
- [35] R. Menozzi, G. A. Umana-Membreno, B. D. Nener, G. Parish, G. Sozzi, L. Faraone, and U.K.Mishra, «Temperature-dependent characterization of AlGaN/GaN HEMTs :

- Thermal and Source/Drain resistances,» *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, vol. 8(2), pp. 255-264, June 2008.
- [36] A. M. Darwish, A. J. Bayba and H. A. Hung, «Thermal resistance calculation of AlGa<sub>N</sub>-Ga<sub>N</sub> devices,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52(11), pp. 2611-2620, Nov 2004.
  - [37] B. Vermeersch, G.D.Mey, «NON-FOURIER THERMAL CONDUCTION IN NANO-SCALED ELECTRONIC STRUCTURES,» *MIXDES 2006*, pp. 431-436, June 2006.
  - [38] L. Baczkowski, J. C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, M. Moreau, D. Carisetti, L. BruBrunel, F. Vouzelaud, and Y. Mancuso, «Thermal characterization using optical methods of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs on SiC substrate in RF operating conditions,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 62(12), p. 3992–3998, Dec 2015.
  - [39] M. Kuball, G. J. Riedel, J. W. Pomeroy, A. Sarua, M. J. Uren, T. Martin, K. P. Hilton, J. O. Maclean, and D. J. Wallis, «Time-resolved temperature measurement of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> electronic devices using micro-raman spectroscopy,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 28(2), p. 86–89, Feb 2007.
  - [40] G. J. Riedel, J. W. Pomeroy, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. J. Wallis, M. J. Uren, T. Martin, and M. Kuball, «Nanosecond timescale thermal dynamics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> electronic devices,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29(5), p. 416–418, May 2008.
  - [41] M. Kuball, «A Review of Raman Thermography for Electronic and Opto-Electronic Device Measurement With Submicron Spatial and Nanosecond Temporal Resolution,» *IEEE TRANSACTIONS ON DEVICE AND MATERIALS RELIABILITY*, vol. 16(4), DEC 2016.
  - [42] O. Lancry, «Etude par microspectrométrie Raman de matériaux et de composants microélectroniques à base de semi-conducteurs III-V grand gap,» *PHD thesis, Université de Lille 1*, 2009.
  - [43] A. Sarua, H. Ji, M. Kuball, M- J. Uren, T. Martin, K. P. Hilton, and R. S. Balme, «Integrated Micro-Raman/Infrared Thermography Probe for Monitoring of Self-Heating in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Transistor Structures,» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, vol. 53(10), pp. 2438-2447, Oct 2006.
  - [44] M. Kuball, A. Sarual, H. Jil, Michael, J. Uren, R-S. Balmer, and T. Martin, «Integrated Raman - IR Thermography on AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Transistors,» *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, pp. 1339-1342, June 2006.
  - [45] J. Cho, E.B. Grayeli, D.H. Altman, M. Asheghi, and K.E. Goodson, «Low Thermal Resistances at Ga<sub>N</sub>-SiC Interfaces for HEMT Technology,» *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, vol. 33(3), March 2012.
  - [46] J. Christofferson, D. Vashae, A. Shakouri, P. Melese, Xiaofeng Fan, Gehong Zeng, C. Labounty, J. E. Bowers, and E. T. Croke, «Thermoreflectance imaging of superlattice micro refrigerators,» *In Semiconductor Thermal Measurement and Management, 2001*.

*Seventeenth Annual IEEE Symposium*, p. 58–62, 2001.

- [47] N. Defrance, «CARACTERISATION ET MODELISATION DE DISPOSITIFS DE LA FILIERE NITRURE POUR LA CONCEPTION DE CIRCUITS INTEGRES DE PUISSANCE HYPERFREQUENCES,» *PHD thesis, Université de Lille 1*, 2007.
- [48] A.Cutivet, «Caractérisation et modélisation de dispositifs GaN pour,» *PHD thesis, Université de Lille-Sherbrooke*, 2015.
- [49] J. Joh, U. Chowdhury, T. M. Chou, H. Q. Tserng, and J. L. Jimenez, «Method for estimation of the channel temperature of gan high electron mobility transistors,» *In ROCS Workshop, 2007.[Reliability of Compound Semiconductors Digest*, p. 87–101, Oct 2007.
- [50] B.M.Paine, T.Rust,and E.A.Moore, «Measurement of temperature in GaN HEMTs by Gate End-to-End Resistance,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 63(2), p. 590– 597, 2016.
- [51] D. B. Estreich, «A DC technique for determining GaAs MESFET thermal resistance,» *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 12(4) , p. 675–679, 1989.
- [52] G.Pavlidis, S.Pavlidis, E.A. Moore, R.Vetury, and S.Graham, «Characterization of AlGaN/GaN HEMTs Using Gate Resistance Thermometry,» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, vol. 64(1), pp. 78-83, JAN 2017.
- [53] V. Sodan, D. Kosemura, S. Stoffels, H. Oprins, M. Baelmans, S. Decoutere, and I. De Wolf, «Experimental benchmarking of electrical methods and  $\mu$ -raman spectroscopy for channel temperature detection in AlGaN/GaN HEMTs,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 63(6), p. 2321–2327, June 2016.
- [54] G. Pavlidis, D. Kendig, E. R. Heller and S. Graham, «Transient Thermal Characterization of AlGaN/GaN HEMTs Under Pulsed Biasing,» *IEEE Transactions on Electron Devices* , vol. 65(5), May 2018.
- [55] V.Šodan, H.Oprins, S.Stoffels, M.Baelmans,and I.DeWolf, «Influence of field-plate configuration on power dissipation and temperature profiles in AlGaN/GaN on silicon HEMTs,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 62(8) , p. 2416–2422, 2015.
- [56] M. Avcu, R. Sommet, J. P. Teyssier, G. Callet, A. El-Rafei, and R. Quere, «Measurement of thermal impedance of GaN HEMTs using  $3 \omega$  method,» *Electronics Letters*, vol. 48(12), p. 708–710, 2012.
- [57] G.Callet, «Caractérisation et modélisation de transistor HEMT AlGaN/GaN et InAlN/GaN pour l’amplification de puissance en Radio fréquence,» *PhD thesis, Université De Limoge*, 2011.
- [58] D.G.Cahill and R.O.Pohl, «Thermal conductivity of amorphous solids above the

- plateau,» *Physical Review B*, vol. 35 , p. 4067–4073, 1987.
- [59] J.Christofferson, K.Maize, J.Shabani, Y.Ezzahri, X.Wang, and A.Shakouri, «Microscale and nanoscale thermal characterization techniques,» *Thermal Issues in Emerging Technologies, THETA 1*, p. 3–9, 3-6th Jan 2007.
  - [60] O.Arenas, É.A.Alam, A.THevenot, Y.Cordier, A.Jaquad, V.Aimez, H.Maher, R.Arès, and F.Boone., «Integration of Micro Resistance Thermometer Detectors in AlGaN/GaN Devices,» *Electron devices society*, vol. 2(6) , p. 255–264, Aug 2014.
  - [61] O.Arenas, É.A.Alam, A.Jaouad V.Aimez, H.Maher, R. Arès, and F.Boone., «Electrothermal mapping of AlGaN/GaN HEMTs using microresistance thermometer detectors,» *IEEE Electron Device Letter*, vol. 36, p. 111–113, Feb 2015.
  - [62] O.Arenas, «Développement d’une nouvelle méthode de caractérisation électrothermique de transistors en nitrure de gallium,» *PHD thesis, Université de Sherbrooke*, 2015.
  - [63] B E Belkerk, M A Soussou, M Carette, M A Djouadi and Y Scudeller, «Measuring thermal conductivity of thin films and coatings with the ultra-fast transient hot-strip technique,» *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 45, pp. 1-11, Jan 2012.
  - [64] B. E. Belkerk, S. Bensalem, A. Soussou, M. Carette, H. Al Brithen, M. A. Djouadi, and Y. Scudeller, «Substrate-dependent thermal conductivity of aluminum nitride thin-films processed at,» *APPLIED PHYSICS LETTERS*, vol. 105, pp. 221905-1- 221905-4, Dec 2014.
  - [65] S. Ruvimov, Z. Liliental-Weber, J. Washburn, K. J. Duxstad, E-E. Haller, Z-F. Fan, S. N. Mohammad, W. kin, A. E. Botchkarev and H. Mokoç, «Microstructure of Ti/Al and Ti/Al/Ni/Au Ohmic contacts for n-GaN,» *Applied Physics Letters*, vol. 69(11), pp. 1556-1558, Sept 1996.
  - [66] Z. Fan, S-N. Mohammad, W. Kim, Ö. Aktas, A. E. Botchkarev, and H. Morkoç, «Very low resistance multilayer Ohmic contact to n-GaN,» *Applied Physics Letters*, vol. 68, pp. 1672-1673, March 1996.
  - [67] N. A. Papanicolaou, M. V. Rao, J. Mittereder and W. T. Anderson, «Reliable Ti/Al and Ti/Al/Ni/Au ohmic contacts to n-type GaN formed by vacuum annealing,» *Journal of Vacuum Science & Technology B*, vol. 19(261), pp. 261-267, Oct 2001.
  - [68] B. Jacobs, M.C.J.C.M. Kramer, E.J. Geluk, F. Karouta, «Optimisation of the Ti/Al/Ni/Au ohmic contact on AlGaN/GaN FET structures,» *Journal of Crystal Growth*, pp. 15-18, Jan 2002.
  - [69] C. F. Lo, T. S. Kang, L. Liu, C. Y. Chang, S. J. Pearton, I. I. Kravchenko, O. Laboutin, J. W. Johnson, and F., «Isolation blocking voltage of nitrogen ion-implanted AlGaN/GaN high electron mobility transistor structure,» *Applied Physics Letters*, vol. 97(26), pp. 262116-1-262116-3, 2010.



- [70] M. Werquin, N. Vellas, Y. Guhel, D. Ducatteau, B. Boudart, J. C. Pesant, Z. Bougrioua, M. Germain, J. C. De Jaeger, and C. Gaquiere, «First results of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs on sapphire substrate using an argon-ion implant-isolation technology,» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 46(4), p. 311–315, Aug 2005.
- [71] J.-Y. Shiu, J.-C. Huang, V. Desmaris, C.-T. Chang, C.-Y. Lu, K. Kumakura, T. Makimoto, H. Zirath, N. Rorsman, and E. Y. Chang, «Oxygen Ion Implantation Isolation Planar Process for AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 28(6), pp. 476-478, June 2007.
- [72] P. Altuntas, «Fabrication et caractérisation de dispositifs de type HEMT de la filière Ga<sub>N</sub> pour des applications de puissance hyperfréquence,» *PhD thesis, Université de Lille 1*, 2015.
- [73] F. Lecourt, «Hétérostructures AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> et InAl<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> pour la réalisation de HEMTs de puissance hyperfréquence en bande Ka,» *PhD thesis, Université de Lille 1*, 2012.
- [74] B. M. Green, K. K. Chu, E. M. Chumbes, J. A. Smart, J. R. Shealy, and L. F. Eastman, «The effect of surface passivation on the microwave characteristics of undoped,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 21(6), p. 268–270, Jun 2000.
- [75] O.Arenas, É.A.Alam, A.Thevenot, Y.Cordier, A.Jaquad, V.Aimez, H.Maher, R.Arès, and F.Boone, «Integration of Micro Resistance Thermometer Detectors in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Devices,» *Electron devices society*, p. 255–264, Aug 2014.
- [76] N. S. Wagner, B. K. Banerjee, B. Venkataraman, S. Gebar and E. Laska, «Thermal analysis of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> power HFETs,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51(12), pp. 2445-2452, 2003.
- [77] B. S. Eller, J. Yang, and R. J. Nemanich,, «Electronic surface and dielectric interface,» *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 31(5), p. 050807, Sept 2013.
- [78] S. W. King, J. P. Barnak, M. D. Bremser, K. M. Tracy, C. Ronning, R. F. Davis, and, «Cleaning of Al<sub>N</sub> and Ga<sub>N</sub> surfaces,» *J. Appl. Phys*, vol. 84(9), p. 5248–5260, Nov 1998.
- [79] Y. Guhel, B. Boudart, N. Vellas, C. Gaquière, E. Delos, D. Ducatteau, Z. Bougrioua,, «Impact of plasma pre-treatment before Si<sub>N</sub><sub>x</sub> passivation on,» *Solid-State Electron*, vol. 49(10), p. 1589–1594, Oct 2005.
- [80] M.Rousseau, A.Soltani, and J.C.De Jaeger, «Efficient physical-thermal model for thermal effects in AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> high electron mobility transistors,» *Applied physics letters*, vol. 101, pp. 1-3, Sept 2012.
- [81] X. Tang, «Optimisation théorique et expérimentale de composants hyperfréquences de la filière nitrure de gallium à partir d'études physico-thermique et électriques,» *PHD thesis Université de Lille*, 2010.
- [82] B. BENBAKHTI, M. ROUSSEAU, A. SOLTANI, J. LAUREYNS, J-C. DE JAEGER,

- «Thermal Behaviour of Gate-Less AlGaIn/GaN Heterostructures,» *Proceedings of the 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 104-107, Oct 2007.
- [83] L. Baczkowski, J-C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, Myriam Moreau, Dominique Carisetti, Laurent Brunel, F. Vouzelaud, and Yves Mancuso, «Thermal Characterization Using Optical Methods of AlGaIn/GaN HEMTs on SiC Substrate in RF Operating Conditions,» *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, vol. 62(12), pp. 3992-3998, Dec 2015.
- [84] A BaJtsar, O MlkolaJczuk and Y Tretyakov , «Thin-film resistance thermometers for use in aggressive surroundings,» *Sensors and Actuators*, vol. 30, pp. 59-62, 1992.
- [85] J.E. Sundeen and R.C. Buchanan, « Thermal sensor properties of cermet resistor films on silicon substrates,» *Sensors and Actuators A Physical*, vol. 90, pp. 118-124, Nov 2000.
- [86] L. Michalski, *Temperature measurement*, Chichester: John Wiley & Sons, 2001.
- [87] B.C Johnson, «Electrical resistivity of copper and nickel thin-film interconnections,» *Journal of applied physics*, vol. 67, pp. 3018-3024, Nov 1989.
- [88] O. Arenas, «DÉVELOPPEMENT D'UNE NOUVELLE MÉTHODE DE CARACTÉRISATION ÉLECTROTHERMIQUE DE TRANSISTORS EN NITRURE DE GALLIUM,» *PHD thesis Université de Sherbrooke*, 2015.
- [89] E. J. P. Santos and I. B. Vasconcelos, «RTD-based Smart Temperature Sensor: Process,» *26th INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS*, pp. 11-14, MAY 2008.
- [90] J. M. Rollett, «Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports,» *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 9(1), pp. 29-32, Mar 1962.
- [91] T. Rufa, R.W. Henna, M. Asen-Palmera, E. Gmelin, M. Cardona, H.-J. Pohl, G.G. Devyatych, P.G. Sennikov, «Thermal conductivity of isotopically enriched silicon,» *Solid State Communications*, vol. 115(5), pp. 243-247, June 2000.
- [92] R. Kabouche, E. Okada, E. Dogmus, A. Linge, M. Zegaoui, and F. Medjdoub, «Power Measurement Setup for On-Wafer Large Signal Characterization Up to Q-Band,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 27(4), pp. 419-421, Apr 2017.
- [93] A. Soltani, M.Rousseau, J-C. Gerbedoen, M. Mattalah, P. L. Bonanno, A. Telia, N. Bourzgui, G. Patriarche, A. Ougazzaden, 4 and A. BenMoussa, «High performance TiN gate contact on AlGaIn/GaN transistor using,» *Applied physics letters*, vol. 104, pp. 1-5, June 2014.

# Liste de Publications

## Publications en 1<sup>er</sup> auteur

[1] Flavien Cozette, Marie Lesecq, Adrien Cutivet, Nicolas Defrance, Michel Rousseau, Hassan Maher, and Jean Claude De Jaeger «Resistive nickel temperature sensor integrated into short-gate length AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT dedicated to RF applications, » *IEEE Electron Device Letters*, accepted Aug 2018.

[2] Flavien Cozette, Marie Lesecq, Adrien Cutivet, Nicolas Defrance, Michel Rousseau, Hassan Maher, and Jean Claude De Jaeger « Temperature monitoring of short-gate length AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT via an integrated sensor,» ESSDERC Conference, September 2018.

## Autres publications

[3] A.Cutivet, F.Cozette, M.Bouchilaoun, A. Chakroun, O.Arenas, M.Lesecq, J.C.D.Jaeger, A.Jaouad, F.Boone, and H.Maher, «Characterization of Dynamic Self-Heating in Ga<sub>N</sub> HEMTs Using Gate Resistance Measurement,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 38, pp. 240-243, 2017.

## Communications

[4] Flavien Cozette, Marie Lesecq, Adrien Cutivet, Nicolas Defrance, Hassan Maher, and Jean Claude De Jaeger, « Mesure de la température de transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> en fonctionnement hyperfréquence,» Journée National du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM) Novembre 2017.

[5] Marie Lesecq, Flavien Cozette, Mahmoud Abou Daher, Mohamed-Reda Irekti, Mohammed Boucherta, Nicolas Defrance, Yvon Cordier, Jean Claude De Jaeger « Nouvelles voies technologiques pour la mesure de la température et l'amélioration de la dissipation thermique des HEMTs Ga<sub>N</sub>,» RF & Microwave 2018, 7ème Salon Radiofréquences, Hyperfréquences, Wireless, CEM et Fibre Optique, Paris, France, 21-22 mars, 2018.

[6] Flavien Cozette, Marie Lesecq, Adrien Cutivet, Nicolas Defrance, Michel Rousseau, Jean Claude De Jaeger, and Hassan Maher , « Mesure de la température de transistors HEMTs AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> en fonctionnement hyperfréquence,» Colloque LN2 2018

# Résumé

**Mots-clés :** HEMT, GaN, température, capteur, hyperfréquence

Le développement de composants de puissance pour les applications hyperfréquence représente un formidable défi qui doit conduire à l'amélioration des systèmes radars, spatiales ou de télécommunications existants. Les transistors de type HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> ont démontré leurs potentialités pour répondre à cet enjeu. Cependant, l'augmentation des performances des systèmes s'accompagne d'une miniaturisation de plus en plus poussée des transistors entraînant une augmentation de leur température de fonctionnement.

Dans ce contexte, la gestion thermique des composants est très importante. Une température de fonctionnement élevée a en effet pour conséquence de dégrader les performances et la fiabilité des composants. Plusieurs voies, comme la fabrication de composants sur substrat diamant ou encore l'intégration de micro-canaux au plus près des transistors, sont en développement pour améliorer la dissipation thermique des transistors de la filière Ga<sub>N</sub>. Ainsi, il a été mis en évidence que la gestion thermique des transistors est un enjeu majeur pour obtenir des systèmes performants et fiable. Afin d'optimiser la gestion thermique des composants, il est important de déterminer avec précision la température de fonctionnement des composants en temps réel.

Ce travail de thèse a pour objectif le développement d'une méthode permettant de mesurer en temps réel la température de fonctionnement de transistors de type AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> en régime hyperfréquence. Cette mesure permettrait d'étudier la fiabilité des composants, de contrôler leur température en fonctionnement et d'assurer une maintenance préventive et non curative de systèmes. Plusieurs méthodes de la littérature permettent d'extraire la température de fonctionnement de composants. Cependant, ces méthodes ne sont pas adaptées pour mesurer la température en temps réel de composants packagés. La solution proposée ici consiste à intégrer un capteur de température résistif directement au niveau de la zone active des transistors. Un design permettant l'intégration des capteurs dans des composants compatibles pour des applications de puissance hyperfréquence au-delà de 10 GHz a été développé. Une

partie conséquente du travail de thèse a consisté à fabriquer les dispositifs (transistors et capteurs intégrés) en central technologique. Des caractérisations thermiques des transistors fabriqués ont ensuite été menées en régime statique et hyperfréquence.